



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Engenharia

Desenvolvimento de Tecnologias de Relutância Variável Comutada para Geração de Energia Eléctrica a Partir da Energia das Ondas

Rui Pedro Gouveia Mendes

Tese para obtenção do Grau de Doutor em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores
(3º ciclo de estudos)

Orientadora: Prof. Doutora Maria do Rosário Alves Calado

Covilhã, Março de 2018

O presente trabalho de investigação foi financiado pela Fundação para a Ciência e a Tecnologia (FCT), com uma Bolsa individual de Doutoramento, de referência SFRH/BD/91626/2012, no âmbito do programa QREN/POPH - Tipologia 4.1 - Formação Avançada, participado pelo Fundo Social Europeu e por fundos nacionais do Ministério da Educação e Ciência.

FCT Fundação para a Ciência e a Tecnologia
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO E CIÊNCIA



Todas as actividades de investigação associadas ao presente trabalho decorreram no grupo *Power Systems - Cv* do Instituto de Telecomunicações.



Agradecimentos

Expresso a minha gratidão à Professora Doutora Maria do Rosário Alves Calado pela orientação de excelência que me facultou durante todo o meu trabalho de Doutoramento. Estou profundamente grato pelo apoio, pelo profissionalismo e pela constante disponibilidade para me assistir na realização das minhas tarefas. Agradeço a confiança que depositou nas minhas competências e a oportunidade de trabalhar num projecto que sempre me fascinou.

Agradeço à Fundação para a Ciência e a Tecnologia (FCT) o financiamento da Bolsa Individual de Doutoramento de referência SFRH/BD/91626/2012 sem a qual, o presente trabalho não teria sido realizado.

Agradeço ao Instituto de Telecomunicações por me ter acolhido no grupo *Power Systems - Cv* e por todos os recursos que me disponibilizou para a concretização do meu trabalho.

Agradeço ao Professor Doutor Sílvio Mariano pelos sábios conselhos e por toda a colaboração, que foram de extrema importância para o progresso do meu trabalho de Doutoramento.

Ao Mestre José Pombo agradeço todo o conhecimento que me transmitiu e todo o tempo que despendeu para me auxiliar na solução dos problemas que encontrei.

Agradeço ao Sr. João Correia por todas as indicações práticas que me forneceu, as quais foram essenciais para a execução das minhas tarefas.

Aos meus colegas de laboratório agradeço toda a amizade e toda a assistência que sempre disponibilizaram para a realização dos meus objectivos.

Agradeço à minha Mãe e ao meu Irmão todas as lições que me ensinaram ao longo da vida e todo auxílio que prestaram durante o meu percurso académico. Aos meus Primos, Tios, Avó e Amigos agradeço todo o apoio incondicional e amizade. Estou grato por sempre acreditarem em mim e por sempre me encorajarem a superar as minhas provas.

Dedico este trabalho à memória da minha avó Hermínia Gouveia e dos meus tios Maria Gouveia e José Gaspar. Agradeço a participação que tiveram no meu crescimento e na minha educação, a qual foi de extrema importância para o meu desenvolvimento pessoal e cognitivo. Agradeço toda fé que sempre me confiaram.

Agradeço ao Universo todas as dádivas que me concedeu.

A todos, os meus sinceros agradecimentos.

Resumo

No presente trabalho de Doutoramento procura-se contribuir para a investigação e desenvolvimento de geradores lineares de relutância variável comutados de topologia tubular com aplicação em sistemas de absorção pontual para a conversão de energia das ondas.

É feito o enquadramento de Portugal na exploração do recurso energético das ondas e é apresentada a teoria linear, que permite a descrição do comportamento hidrodinâmico de uma onda regular. São apresentados os métodos estatísticos para a análise de mares irregulares. Os métodos referidos são posteriormente aplicados a um conjunto de observações de estados marítimos para a caracterização energética de quatro locais na costa Portuguesa.

É descrito o funcionamento do dispositivo de absorção pontual, é definido o modelo matemático que rege o seu comportamento e são apresentadas as expressões analíticas que permitem o dimensionamento dos elementos mecânicos considerados no presente estudo.

São identificados os vários tipos de configurações estruturais adoptados em máquinas lineares de relutância variável e mencionados os conversores electrónicos de potência típicos para o seu controlo. É feita a descrição dos princípios de conversão energética de máquinas lineares de relutância variável e são indicados os materiais normalmente adoptados para a sua construção.

Para o gerador linear pretendido, são propostos quatro modelos estruturais de topologia tubular como possíveis opções. Cada modelo é caracterizado por três fases eléctricas e apresenta duas configurações distintas, em função da localização dos enrolamentos de fase. É proposta uma metodologia de projecto para cada modelo estrutural que tem por base a aplicação de métodos de optimização no dimensionamento de um gerador com capacidade de desenvolver uma dada força axial. Duas versões de projecto são consideradas. O projecto analítico, que envolve a solução de expressões analíticas para caracterização electromagnética de cada gerador e o projecto numérico, que utiliza o método de elementos finitos, por intermédio de um *software* comercial, para avaliar as grandezas electromagnéticas de cada modelo estrutural.

É formulado o modelo matemático do gerador linear em estudo e é descrita a estratégia de controlo adoptada para o seu funcionamento em dispositivos de absorção pontual. O controlo por histerese é adaptado às condições de geração variável impostas pelas ondas com o objectivo de melhorar o desempenho de conversão do dispositivo de absorção pontual.

O método do Enxame de Partículas e o método do Complexo de Box são propostos para a realização dos processos de optimização necessários ao projecto e análise do sistema de geração considerado neste trabalho. É feita a formulação dos problemas a optimizar e são expostos os algoritmos referentes a cada método.

Com base nos resultados fornecidos pela análise estatística aplicada às condições marítimas de quatro locais da costa Portuguesa, são estabelecidos dois casos de estudo para o dimensionamento e análise do sistema de conversão. O Caso 1 é relativo às condições marítimas com maior probabilidade de ocorrência e o Caso 2 ao estado marítimo com maior densidade de energia. Dos quatro locais avaliados é seleccionado o local mais apropriado para a instalação do dispositivo de absorção pontual. De acordo com as condições marítimas deste local são dimensionados oito geradores para cada caso de estudo. O gerador com maior capacidade de geração eléctrica é eleito, para cada caso, como unidade de extracção de potência do dispositivo de absorção pontual.

O sistema conversor de energia das ondas é avaliado para situações de carga imposta por uma onda regular. São calculadas as forças hidrodinâmicas exercidas no sistema e são determinados os parâmetros óptimos de controlo para diferentes cenários de operação. Em cada caso

de estudo, é avaliado o desempenho do sistema com a estratégia de controlo proposta.

Todo o processo de cálculo computacional é implementado em linguagem própria do *software Matlab*[®]. As forças hidrodinâmicas são calculadas pelo *software Nemoh* e a análise de elementos finitos é executada com o *software MagNet*[®].

Palavras-chave

Gerador Linear de Relutância Variável Comutado, Gerador Tubular, Conversão de Energia das Ondas do Mar, Sistema de Actuação Directa, Sistema de Absorção Pontual

Abstract

The present work aims to contribute to the research and development of tubular linear switched reluctance generators with application in point absorber devices for ocean wave energy conversion. The Portuguese status, in the ocean wave energy resource exploration, is evaluated.

The linear wave theory is presented in order to describe the hydrodynamic behavior of a regular ocean wave. Statistical methods are presented for the evaluation of irregular seas. These are applied to a data set of sea state observations to perform the energy resource assessment of four sites in the Portuguese coast.

The point absorber operation is described. Its mathematical model is presented as well as the analytical expressions for the design of the mechanical elements considered in this work.

The structural configurations used in linear switched reluctance machines are identified and the electronic power converters, commonly used for their control, are briefly described. The electromagnetic conversion principles of linear switched reluctance machines are explained and the usual materials, chosen for their construction, are specified.

Four structural models with tubular topology are proposed for the pretended linear generator. Each model has three electric phases and may adopt two distinct configurations according to the location of the coils. A design methodology based on optimization procedure is established to each model in order to obtain a generator with the ability to develop a specified axial force. Two design versions are considered. The analytical design, that comprises the solution of the analytical expressions for the electromagnetic characterization of each generator and the numerical project, that applies the finite element method, using a dedicated commercial software, to evaluate the electromagnetic entities of each structural model.

A mathematical model is formulated for the linear generator under evaluation and the control strategy adopted for its operation, in point absorber devices, is described. The hysteresis control is adapted to the variable generation conditions, imposed by the ocean waves, to improve the conversion efficiency of the point absorber device.

The Particle Swarm Optimization method and the Box Complex method are proposed to solve the optimization processes related with the design and analysis of the energy conversion system addressed in this work. The optimization problems are formulated and the algorithms referred to each method are exposed.

Based on the results obtained by the statistical analysis, applied to the maritime conditions of four sites in the Portuguese coast, two case studies are established for the design and analysis of the conversion system. Case 1 is addressed to the maritime conditions with the highest probability of occurrence and Case 2 to the sea state characterized with the highest energy density. The most suitable site is selected for the installation of the conversion system. According to the respective sea state conditions, eight generators are designed for each case study. The generator with more generation capabilities is chosen, for each case study, as the power take-off system of the point absorber device. The ocean wave conversion system is evaluated for loads induced by a regular wave. The hydrodynamic forces exerted on the system are computed and the optimal control parameters are determined for different operation scenarios. For each case study the conversion efficiency of the system for the proposed control strategy is evaluated.

The main computational procedures are implemented in the software *Matlab*[®]. The hydrodynamic loads are computed by using the software *Nemoh* and the finite element analysis is performed within the software *MagNet*[®].

Keywords

Linear Switched Reluctance Generator, Tubular Generator, Ocean Wave Energy Conversion, Direct Drive System, Point Absorber System

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Enquadramento	1
1.2	Motivação	2
1.3	Organização da Tese	2
2	Energia das Ondas do Mar	5
2.1	Teoria linear	5
2.2	Mares aleatórios ou irregulares	8
2.3	Análise estatística do recurso energético na costa Portuguesa	11
3	Conversor de Absorção Pontual por Accionamento Directo	17
3.1	Extracção de energia das ondas	20
3.2	Modelo dinâmico do sistema	21
3.3	Dimensionamento do sistema mecânico	24
4	Gerador Linear de Relutância Variável Comutado (GLRVC)	27
4.1	Topologias existentes	29
4.2	Conversor de potência	35
4.3	Princípios de conversão energética	40
4.4	Materiais	47
5	Projecto Electromagnético para o GLRVC Tubular	51
5.1	Topologias propostas	52
5.1.1	Modelo <i>A</i>	52
5.1.2	Modelo <i>B</i>	55
5.1.3	Modelo <i>C</i>	57
5.1.4	Modelo <i>D</i>	59
5.2	Dimensionamento analítico	61
5.2.1	Modelo <i>A</i>	61
5.2.2	Modelo <i>B</i>	68
5.2.3	Modelo <i>C</i>	69
5.2.4	Modelo <i>D</i>	74
5.3	Modelação do GLRVC	76
5.4	Controlo	83
5.4.1	Controlo por histerese	84
5.4.2	Controlo PI	87
6	Processos de Optimização	89
6.1	Formulação do problema	90
6.2	Enxame de partículas	93
6.3	Método do Complexo de Box	100
7	Dimensionamento e Análise do GLRVC Tubular	105
7.1	Resultados do projecto analítico	108
7.2	Resultados do projecto numérico	123

8	Simulação do Sistema de Absorção Pontual	157
9	Conclusão	177
A	Implementação Computacional do Modelo Matemático do GLRVC Tubular	203
A.1	Modelo 1	203
A.1.1	Diagramas de blocos	203
A.1.2	Parâmetros e tabelas de interpolação	208
A.2	Modelo 2	210
A.2.1	Diagramas de blocos	210
A.2.2	Parâmetros e tabelas de interpolação	217
A.3	Modelo 3	218
A.3.1	Diagramas de blocos	219
A.3.2	Parâmetros e tabelas de interpolação	226
B	Características Electromagnéticas	229
C	Diâmetros AWG para fio de bobinagem	239

Lista de Figuras

Figura 2.1	Parâmetros descritivos da geometria de uma onda regular (adaptado de [13]).	6
Figura 2.2	Ilustração dos espectros <i>Pierson-Moskowitz</i> $S_{PM}(\omega)$ e <i>JONSWAP</i> $S_J(\omega)$ (adaptado de [13]).	10
Figura 2.3	Estimativa da densidade de probabilidade conjunta de <i>Kernel</i> para os locais em estudo.	14
Figura 2.4	Mapas de densidade de energia das ondas correspondente ao ano de 2013.	15
Figura 3.1	Ilustração esquemática de diferentes conceitos de conversores de energia das ondas por accionamento de um gerador linear: (a) conversor de absorção pontual com corpo flutuante que utiliza o fundo do oceano como sistema de referência, (b) conversor de absorção pontual com corpo flutuante que utiliza uma estrutura flutuante como sistema de referência, (c) conversor de absorção pontual de corpo flutuante que utiliza uma placa de amortecimento submersa como sistema de referência e (d) reservatório submerso preenchido por gás que utiliza o fundo do oceano como sistema de referência (retirado de [11]).	18
Figura 3.2	Desenho esquemático de um conversor de absorção pontual.	20
Figura 4.1	Diferentes configurações de uma máquina de relutância variável comutada rotativa (adaptado de [96]).	29
Figura 4.2	Desenho esquemático de uma máquina linear de relutância variável comutada com: a) topologia plana unilateral (6/4), b) topologia plana bilateral (6/4) e c) topologia tubular (7/5) (adaptado de [55]).	30
Figura 4.3	Desenho esquemático da estrutura básica de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia tubular com 4 fases e circuitos magnéticos separados (adaptado de [101]).	31
Figura 4.4	Máquina linear de relutância variável comutada de topologia tubular e fluxo transversal: (a) secção longitudinal e (b) secção transversal (adaptado de [103]).	32
Figura 4.5	Actuador linear de relutância variável comutado para transporte sobre carris: (a) topologia plana unilateral e (b) topologia plana bilateral (adaptado de [106]).	32
Figura 4.6	Esquema de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia bilateral com aplicação em transportes verticais (adaptado de [107]).	33
Figura 4.7	Esquema de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia plana e alta densidade de força (adaptado de [109]).	33
Figura 4.8	Desenho esquemático de um gerador linear de relutância variável comutado de topologia plana bilateral com 2 dentes por pólo magnético (adaptado de [74]).	34
Figura 4.9	Geometria de um actuador linear de relutância variável comutado segmentado (adaptado de [114]).	34
Figura 4.10	Diferentes formas de saliências avaliadas em [118].	35
Figura 4.11	Conversor de potência em ponte assimétrica para uma fase (adaptado de [120]).	36
Figura 4.12	Conversor de potência bifilar para uma fase (adaptado de [120]).	36
Figura 4.13	Conversor de potência $q+1$ para três fases (adaptado de [120]).	36
Figura 4.14	Conversor de potência <i>C-dump</i> para três fases (adaptado de [120]).	37

Figura 4.15 Conversor electrónico de potência assimétrico para gerador de relutância variável comutado trifásico.	38
Figura 4.16 Desenho esquemático do sistema de geração com um estágio de conversão DC/DC.	38
Figura 4.17 Circuito ideal do conversor de ponte em H isolado (adaptado de [126]). . .	39
Figura 4.18 Características de magnetização da máquina de relutância variável comutada: (a) curvas de magnetização e (b) W_{mag} e W_c (Adaptado de [124]).	40
Figura 4.19 Curvas de magnetização idealizadas para as posição de alinhamento e de não-alinhamento com: (a) núcleo não-saturado e (b) núcleo saturado (Adaptado de [129]).	42
Figura 4.20 Perfil típico referente à variação da indutância da fase com a posição. . .	42
Figura 4.21 Percurso da corrente eléctrica durante o período de: a) excitação e b) geração (Adaptado de [132]).	44
Figura 4.22 Percurso da corrente eléctrica durante o período de roda livre (Adaptado de [132]).	44
Figura 4.23 Perfis típicos de corrente eléctrica na fase durante o ciclo de conversão (Adaptado de [122]).	45
Figura 4.24 Perfil de corrente com período de roda livre (Adaptado de [133]).	45
Figura 5.1 Caracterização geométrica do Modelo A: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.	54
Figura 5.2 Caracterização geométrica do Modelo B: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.	56
Figura 5.3 Caracterização geométrica do Modelo C: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.	58
Figura 5.4 Caracterização geométrica do Modelo D: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.	60
Figura 5.5 Parâmetros dimensionais associados à secção transversal do enrolamento de fase.	61
Figura 5.6 Notação das grandezas dimensionais do gerador linear para a: (a) parte interior e b) parte exterior.	63
Figura 5.7 Parâmetros dimensionais associados à secção transversal do enrolamento de fase do Modelo C.	69
Figura 5.8 Notação das grandezas dimensionais do Modelo C para: a) parte interior e b) parte exterior.	70

Figura 5.9	Convenção utilizada para o modelo matemático do GLRVC Tubular.	77
Figura 5.10	Circuito eléctrico de cada fase para: (a) período de excitação, (b) período de roda livre e (c) período de geração.	80
Figura 5.11	Posição eléctrica em função da posição mecânica.	82
Figura 5.12	Esquema do modelo matemático do GLRVC tubular.	82
Figura 5.13	Controlo por histerese: (a) Perfil da corrente eléctrica na fase e (b) lógica de controlo.	85
Figura 6.1	Esquema de fluxo de dados da função objectivo referente ao processo de optimização estrutural pelo método de elementos finitos.	93
Figura 6.2	Esquema de fluxo de dados da função objectivo referente ao processo de optimização que utiliza o modelo matemático do GLRVC tubular.	93
Figura 6.3	Fluxograma do algoritmo associado ao método Enxame de Partículas.	98
Figura 6.4	Fluxograma do algoritmo associado ao método do Complexo de Box.	102
Figura 7.1	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	116
Figura 7.2	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	117
Figura 7.3	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	117
Figura 7.4	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	117
Figura 7.5	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	118
Figura 7.6	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	118
Figura 7.7	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	118
Figura 7.8	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	119
Figura 7.9	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	119
Figura 7.10	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	119
Figura 7.11	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	120
Figura 7.12	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	120
Figura 7.13	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	120
Figura 7.14	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	121
Figura 7.15	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	121
Figura 7.16	Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	121

Figura 7.17 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo A dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	133
Figura 7.18 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo B dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	134
Figura 7.19 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo C dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	134
Figura 7.20 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo D dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	135
Figura 7.21 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo A dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	135
Figura 7.22 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo B dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	136
Figura 7.23 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo C dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	136
Figura 7.24 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo D dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no:	
(a) interior e (b) exterior.	137
Figura 7.25 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	138
Figura 7.26 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	138
Figura 7.27 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	138
Figura 7.28 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	139
Figura 7.29 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	139
Figura 7.30 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	139
Figura 7.31 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	140
Figura 7.32 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.	140
Figura 7.33 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo A as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior. . .	140
Figura 7.34 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo B para as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) no exterior.	141
Figura 7.35 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo C para as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior. .	141

Figura 7.36 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo D para as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior. .	141
Figura 7.37 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	142
Figura 7.38 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	142
Figura 7.39 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	142
Figura 7.40 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	143
Figura 7.41 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	143
Figura 7.42 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	143
Figura 7.43 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	144
Figura 7.44 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.	144
Figura 7.45 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo A as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior. .	144
Figura 7.46 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo B para as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior. .	145
Figura 7.47 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo C para as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior. .	145
Figura 7.48 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo D para as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior. .	145
Figura 7.49 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	148
Figura 7.50 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	148
Figura 7.51 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	148
Figura 7.52 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	149
Figura 7.53 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	149
Figura 7.54 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	149
Figura 7.55 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	150

Figura 7.56 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	150
Figura 7.57 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	150
Figura 7.58 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	151
Figura 7.59 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	151
Figura 7.60 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	151
Figura 7.61 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	152
Figura 7.62 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	152
Figura 7.63 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	152
Figura 7.64 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.	153
Figura 8.1 Variação da amplitude da força de excitação da onda incidente no corpo flutuante para as condições do: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	158
Figura 8.2 Função de resposta ao impulso associada à força de radiação da onda incidente no corpo flutuante para as condições do: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	158
Figura 8.3 Valor médio de potência eléctrica gerada correspondente às soluções óptimas obtidas para o: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	164
Figura 8.4 Perfil de velocidade do secundário considerado na optimização do controlador PI para o: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	165
Figura 8.5 Tensão no barramento DC para os valores óptimos do controlador PI para o: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	166
Figura 8.6 Variação da potência eléctrica gerada com a corrente de referência para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	169
Figura 8.7 Variação da potência mecânica com a corrente de referência para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	169
Figura 8.8 Variação da eficiência de conversão com a corrente de referência para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	170
Figura 8.9 Força de excitação da onda regular referente ao: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	170
Figura 8.10 Posição mecânica do corpo oscilante para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	171
Figura 8.11 Velocidade linear do corpo oscilante para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	171

Figura 8.12 Perfil da corrente de referência obtido pela simulação do controlo de máxima potência aplicado no: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	171
Figura 8.13 Perfil da corrente eléctrica em cada fase do gerador referente ao Caso 1: (a) vista normal e (b) vista ampliada.	172
Figura 8.14 Perfil da corrente eléctrica em cada fase do gerador referente ao Caso 2: (a) vista normal e (b) vista ampliada.	172
Figura 8.15 Força axial exercida pelo gerador para o Caso 1: (a) vista normal e (b) vista ampliada.	172
Figura 8.16 Força axial exercida pelo gerador para o Caso 2: (a) vista normal e (b) vista ampliada.	173
Figura 8.17 Tensão no barramento DC para o: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.	173
Figura 8.18 Tensão aos terminais da carga resistiva para a simulação referente ao Caso 1: (a) vista normal e (b) vista ampliada.	173
Figura 8.19 Tensão aos terminais da carga resistiva para a simulação referente ao Caso 2: (a) vista normal e (b) vista ampliada.	174
Figura A.1 Diagrama do Modelo 1.	203
Figura A.2 Bloco "Controller".	204
Figura A.3 Bloco "Converter".	204
Figura A.4 Bloco "Resistive Load".	205
Figura A.5 Bloco "SRG".	205
Figura A.6 Bloco "PhaseA".	206
Figura A.7 Bloco "PhaseB".	206
Figura A.8 Bloco "PhaseC".	207
Figura A.9 Bloco "mechanical2electrical pos".	207
Figura A.10 Blocos: (a) "z_phA", (b) "z_phB" e (c) "z_phC".	208
Figura A.11 Diagrama do Modelo 2.	210
Figura A.12 Bloco "Controller".	211
Figura A.13 Bloco "Converter".	212
Figura A.14 Bloco "SRG".	213
Figura A.15 Bloco "PhaseA".	214
Figura A.16 Bloco "PhaseB".	214
Figura A.17 Bloco "PhaseC".	215
Figura A.18 Bloco "mechanical2electrical pos".	215
Figura A.19 Blocos: (a) "z_phA", (b) "z_phB" e (c) "z_phC".	216
Figura A.20 Bloco "Isolated Buck DC_DC Converter".	216
Figura A.21 Bloco "PI".	216
Figura A.22 Diagrama do Modelo 3.	219
Figura A.23 Bloco "Point Absorber".	219
Figura A.24 Bloco "Viscous Drag Force".	219
Figura A.25 Bloco "PTO".	220
Figura A.26 Bloco "Controller".	220
Figura A.27 Bloco "Converter".	221
Figura A.28 Bloco "SRG".	222
Figura A.29 Bloco "PhaseA".	223
Figura A.30 Bloco "PhaseB".	223
Figura A.31 Bloco "PhaseC".	224

Figura A.32 Bloco "mechanical2electrical pos".	224
Figura A.33 Blocos: (a) "z_phA", (b) "z_phB" e (c) "z_phC".	225
Figura A.34 Bloco "Isolated Buck DC_DC Converter".	225
Figura A.35 Bloco "PI".	225
Figura B.1 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>A</i> , referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	230
Figura B.2 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>B</i> , referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	231
Figura B.3 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>C</i> , referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	232
Figura B.4 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>D</i> , referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	233
Figura B.5 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>A</i> , referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	234
Figura B.6 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>B</i> , referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	235
Figura B.7 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>C</i> , referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	236
Figura B.8 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo <i>D</i> , referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.	237

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Locais de estudo na costa Portuguesa.	13
Tabela 2.2	Parâmetros descritivos das ondas do mar para cada local de estudo (dados fornecidos pelo <i>Instituto Português do Mar e Atmosfera</i>).	13
Tabela 2.3	Valores referentes ao período energético de cada local de estudo.	13
Tabela 2.4	Valores de H_s e T_e com maior probabilidade de ocorrência conjunta.	14
Tabela 2.5	Valores de H_s e T_e correspondentes à maior densidade de energia anual.	15
Tabela 3.1	Coeficiente de arraste para um corpo flutuante cilíndrico (retirado de [52]).	23
Tabela 3.2	Propriedades mecânicas do Poliuretano e do Polietileno [53].	24
Tabela 4.1	Características electromagnéticas do GLRVC tubular para as formas de saliência analisadas em [118].	35
Tabela 4.2	Elementos não-magnéticos [140].	48
Tabela 4.3	Propriedades dos materiais magnético e não-magnético considerados.	50
Tabela 4.4	Propriedades eléctricas do cobre [140].	50
Tabela 7.1	Caracterização dos estados marítimos com maior probabilidade de ocorrência (Caso 1).	105
Tabela 7.2	Caracterização dos estados marítimos com maior densidade de energia (Caso 2).	106
Tabela 7.3	Força de excitação e características do corpo oscilante.	106
Tabela 7.4	Especificações para o projecto do GLRVC Tubular.	107
Tabela 7.5	Grandezas constantes utilizadas no projecto do GLRVC Tubular.	107
Tabela 7.6	Parâmetros referentes ao método do Complexo de Box aplicado na caracterização dinâmica de cada GLRVC Tubular dimensionado.	108
Tabela 7.7	Limites numéricos para as variáveis de optimização do modelo matemático.	108
Tabela 7.8	Parâmetros referentes ao método PSO aplicado para o projecto da estrutura base do GLRVC Tubular.	109
Tabela 7.9	Limites de valores admitidos para as variáveis de optimização consideradas no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular.	109
Tabela 7.10	Parâmetros dimensionais constantes no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular.	109
Tabela 7.11	Valores de ζ considerados para as várias configurações estruturais em estudo.	109
Tabela 7.12	Resultados do processo de optimização aplicado no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular para o Caso 1.	110
Tabela 7.13	Resultados do processo de optimização aplicado no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular para o Caso 2.	110
Tabela 7.14	Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo A para o Caso 1.	111
Tabela 7.15	Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo B para o Caso 1.	111
Tabela 7.16	Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo C para o Caso 1.	111

Tabela 7.17 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo <i>D</i> para o Caso 1.	112
Tabela 7.18 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo <i>A</i> para o Caso 2.	112
Tabela 7.19 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo <i>B</i> para o Caso 2.	112
Tabela 7.20 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo <i>C</i> para o Caso 2.	113
Tabela 7.21 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo <i>D</i> para o Caso 2.	113
Tabela 7.22 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 1.	113
Tabela 7.23 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 2.	114
Tabela 7.24 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 1.	114
Tabela 7.25 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 2.	115
Tabela 7.26 Quantidades energéticas de cada ciclo de conversão e factor de geração para cada estrutura base referente às condições do Caso 1.	115
Tabela 7.27 Quantidades energéticas de cada ciclo de conversão e factor de geração para cada estrutura base referente às condições do Caso 2.	116
Tabela 7.28 Parâmetros referentes às condições da função objectivo do projecto numérico.	124
Tabela 7.29 Parâmetros referentes ao método do Complexo de Box aplicado para o projecto da estrutura óptima do GLRVC Tubular.	124
Tabela 7.30 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>A</i> para o Caso 1.	124
Tabela 7.31 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>B</i> para o Caso 1.	125
Tabela 7.32 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>C</i> para o Caso 1.	125
Tabela 7.33 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>D</i> para o Caso 1.	126
Tabela 7.34 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>A</i> para o Caso 2.	126
Tabela 7.35 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>B</i> para o Caso 2.	127
Tabela 7.36 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>C</i> para o Caso 2.	127
Tabela 7.37 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo <i>D</i> para o Caso 2.	128
Tabela 7.38 Resultados do processo de optimização aplicado no projecto da estrutura do GLRVC Tubular para o Caso 1.	128
Tabela 7.39 Resultados do processo de optimização aplicado no projecto da estrutura do GLRVC Tubular para o Caso 2.	129

Tabela 7.40 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>A</i> para o Caso 1.	129
Tabela 7.41 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>B</i> para o Caso 1.	129
Tabela 7.42 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>C</i> para o Caso 1.	130
Tabela 7.43 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>D</i> para o Caso 1.	130
Tabela 7.44 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>A</i> para o Caso 2.	130
Tabela 7.45 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>B</i> para o Caso 2.	131
Tabela 7.46 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>C</i> para o Caso 2.	131
Tabela 7.47 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo <i>D</i> para o Caso 2.	131
Tabela 7.48 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura óptima para as condições referentes ao Caso 1.	132
Tabela 7.49 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura óptima para as condições referentes ao Caso 2.	132
Tabela 7.50 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura óptima para as condições referentes ao Caso 1.	132
Tabela 7.51 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura óptima para as condições referentes ao Caso 2.	133
Tabela 7.52 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático de cada estrutura óptima referente ao Caso 1.	146
Tabela 7.53 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático de cada estrutura óptima referente ao Caso 2.	146
Tabela 7.54 Valores óptimos obtidos para as variáveis de optimização e resultados de simulação do modelo matemático referente a cada estrutura óptima para o Caso 1.	147
Tabela 7.55 Valores óptimos obtidos para as variáveis de optimização e resultados de simulação do modelo matemático referente a cada estrutura óptima para o Caso 2.	147
 Tabela 8.1 Características do corpo flutuante e forças hidrodinâmicas calculadas para cada caso de estudo.	 157
Tabela 8.2 Limites numéricos para as variáveis de controlo.	159
Tabela 8.3 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 1.	159
Tabela 8.3 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 1 (Continuação).	160
Tabela 8.4 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2.	160
Tabela 8.4 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2 (Continuação).	161
Tabela 8.5 Soluções obtidas pelo processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 1.	162

Tabela 8.6	Soluções obtidas pelo processo de otimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2.	163
Tabela 8.6	Soluções obtidas pelo processo de otimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2 (Continuação).	164
Tabela 8.7	Parâmetros referentes ao conversor DC/DC.	165
Tabela 8.8	Parâmetros adoptados para o método do Complexo de Box aplicado na optimização dos ganhos do controlador PI.	166
Tabela 8.9	Limites numéricos para os ganhos do controlador PI.	166
Tabela 8.10	Resultados do processo de optimização aplicado ao controlador PI.	166
Tabela 8.11	Soluções obtidas pelo processo de optimização aplicado ao controlador PI.	166
Tabela 8.12	Parâmetros adoptados para o método do Complexo de Box aplicado na optimização de T_{act} e Δi	168
Tabela 8.13	Limites numéricos das variáveis de optimização T_{act} e Δi	168
Tabela 8.14	Resultados do processo de optimização das variáveis T_{act} e Δi	168
Tabela 8.15	Solução óptima obtida para T_{act} e Δi	169
Tabela 8.16	Desempenho de conversão energética para o controlo com corrente de referência variável e corrente de referência constante.	170
Tabela C.1	Diâmetros normalizados AWG para fio de bobinagem (Obtido de [140]).	239
Tabela C.1	Diâmetros normalizados AWG para fio de bobinagem (Obtido de [140]) (Continuação).	240

Nomenclatura

Parâmetro	Designação	Unidades SI
a_{w_i}	Amplitude da onda	[m]
A_{cs}	Área da secção anelar do enrolamento	[m ²]
A_D	Área da secção transversal do corpo flutuante	[m ²]
A_s	Área de secção anelar	[m ²]
A_w	Área transversal da parte submersa do corpo flutuante	[m ²]
A_{wire}	Área da secção transversal do fio condutor	[m ²]
$A_{wire,c}$	Área da secção transversal responsável pela condução eléctrica no fio condutor	[m ²]
b	Largura de maior valor verificado entre saliências do primário e do secundário	[m]
b_i	Largura da saliência da parte interior	[m]
b_o	Largura da saliência da parte exterior	[m]
b_p	Largura da saliência do primário	[m]
b_{p_2}	Largura do pólo do primário com maior dimensão	[m]
$b_{p_2,i}$	Largura do pólo de maior dimensão do primário localizado no interior	[m]
$b_{p_2,o}$	Largura do pólo de maior dimensão do primário localizado no exterior	[m]
b_s	Largura da saliência do secundário	[m]
B_{lim}	Valor limite para a densidade de fluxo magnético	[T]
B_{max}	Valor máximo de densidade de fluxo magnético	[T]
c_1	Taxa de aprendizagem individual	
c_2	Taxa de aprendizagem de grupo	
C_g	Celeridade de grupo	[m/s]
c_p	Largura da cava do primário	[m]
c_{p_2}	Largura da cava de alojamento do fio condutor	[m]
c_s	Largura da cava do secundário	[m]
C	Capacidade do condensador do conversor electrónico de potência assimétrico	[F]
C_D	Coefficiente de arraste	
C_w	Celeridade	[m/s]
d_f	Altura da parte submersa do corpo flutuante	[m]
d_{wire}	Diâmetro do fio condutor	[m]

Parâmetro	Designação	Unidades SI
$d_{wire,e}$	Diâmetro externo do fio condutor	[m]
D	Diâmetro médio do entreferro	[m]
D_f	Diâmetro do corpo flutuante	[m]
D_{max}	Distância máxima verificada entre as várias soluções de optimização	
$D_{p,ext}$	Diâmetro externo do primário	[m]
$D_{p,int}$	Diâmetro interno do primário	[m]
D_{sft}	Diâmetro do espaço destinado à estrutura de suporte ou ao veio de transmissão do gerador	[m]
$D_{s,ext}$	Diâmetro externo do secundário	[m]
$D_{s,int}$	Diâmetro interno do secundário	[m]
\mathcal{D}	<i>Duty-cycle</i>	
\mathcal{D}_{init}	<i>Duty-cycle</i> inicial	
e	Erro de controlo	
e_f	Erro associado à função objectivo	
emf	Força contra-electromotriz	[V]
e_U	Erro normalizado entre o valor da tensão no barramento <i>DC</i> e o respectivo valor de referência	
e_X	Erro associado às variáveis de optimização	
E_w	Energia total de uma onda regular	[J]
$E_{w,anual}$	Energia anual por frente de onda	[J/m]
$E_{w_{\lambda_w}}$	Densidade de energia de uma onda regular	[J/m ²]
f	Frequência cíclica	[Hz]
f_a	Função objectivo referente à análise pela expressão analítica	
f_{dyn}	Função objectivo referente à análise pelo modelo dinâmico	
f_e	Frequência eléctrica	[Hz]
f_n	Função objectivo referente à análise pelo método de elementos finitos	
f_{rel}	Frequência relativa	
F_a	Força de atrito	[N]
F_{em}	Força electromagnética linear	[N]
F_{exc}	Força de excitação	[N]
F_{gen}	Força electromecânica do gerador	[N]

Parâmetro	Designação	Unidades SI
F_{gen_m}	Valor médio da força electromecânica do gerador	[N]
F_H	Força de impulsão hidrostática	[N]
F_{mech}	Força mecânica de accionamento do gerador	[N]
F_{rad}	Força de radiação	[N]
F_s	Força elástica da mola de retorno	[N]
F_u	Força de carga	[N]
F_v	Força de amortecimento viscoso	[N]
F_z	Densidade média de força	[N/m ²]
g	Aceleração da gravidade	[m/s ²]
G	Factor de qualidade de geração eléctrica	[A.H/m]
G_{best}	Melhor posição global	
h	Profundidade da água	[m]
h_b	Banda de histerese da corrente eléctrica	[A]
h_{coil}	Altura da secção transversal do enrolamento de fio condutor	[m]
h_f	Altura do cilindro	[m]
h_i	Altura da saliência da parte interior	[m]
h_{N_t}	Número de espiras dispostas horizontalmente	
h_o	Altura da saliência da parte exterior	[m]
h_p	Altura da saliência do primário	[m]
h_{p_2}	Altura do pólo do primário com maior dimensão	[m]
$h_{p_2,i}$	Altura do pólo de maior dimensão do primário localizado no interior	[m]
$h_{p_2,o}$	Altura do pólo de maior dimensão do primário localizado no exterior	[m]
h_s	Altura da saliência do secundário	[m]
H	Altura da onda	[m]
H_s	Altura significativa	[m]
i	Intensidade de corrente eléctrica	[A]
i_c	Intensidade de corrente eléctrica à entrada do condensador	[A]
i_L	Intensidade da corrente eléctrica na carga	[A]
i_{ref}	Intensidade de corrente eléctrica de referência	[A]
$i_{ref,max}$	Valor máximo para a intensidade da corrente eléctrica de referência	[A]

Parâmetro	Designação	Unidades SI
i_T	Intensidade da corrente eléctrica total nas fases do gerador	[A]
I_1	Corrente eléctrica de entrada do conversor DC/DC isolado	[A]
I_2	Corrente eléctrica de saída do conversor DC/DC isolado	[A]
I_{max}	Valor máximo da intensidade de corrente eléctrica	[A]
$ITAE$	Integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo	
J	Densidade de corrente eléctrica	[A/m ²]
J_w	Potência por frente de onda	[W/m]
k_{c_p}	Coeficiente dimensional da cava de alojamento do enrolamento no Modelo C	
k_d	Porcentagem do deslocamento da máquina em que se dá o ciclo de conversão electromecânica	
k_{fill}	Factor de preenchimento dos enrolamentos do primário	
k_{offset}	Distância entre as posições de alinhamento de duas fases consecutivas	[m]
k_s	Constante elástica da mola de retorno	[N/m]
k_{spc}	Coeficiente dimensional do separador não-magnético	
k_w	Número de onda	[m ⁻¹]
K	Factor de constrição	
K_i	Ganho integral	
K_p	Ganho proporcional	
K_r	Função de resposta ao impulso associada à força de radiação	[kg/s ²]
l_{coil}	Largura da secção transversal do enrolamento de fio condutor	[m]
l_g	Espessura do entreferro	[m]
l_p	Largura do corte das saliências do primário	[m]
l_s	Largura do corte das saliências do secundário	[m]
l_{wire}	Comprimento do fio condutor do enrolamento	[m]
L	Indutância própria	[H]
L_{abs}	Largura de absorção	[m]
L_{au}	Indutância própria da fase não saturada para a posição de alinhamento	[H]
$L_{au,c}$	Indutância própria do enrolamento de fio condutor	[H]

Parâmetro	Designação	Unidades SI
L_{CS}	Curso máximo permitido para o gerador	[m]
L_{max}	Valor máximo de indutância própria	[H]
L_{min}	Valor mínimo de indutância própria	[H]
L_p	Comprimento longitudinal do primário	[m]
L_s	Comprimento longitudinal do secundário	[m]
L_u	Indutância própria da fase para a posição de não-alinhamento	[H]
m_a	Massa adicional de água	[kg]
m_c	Massa do corpo oscilante	[kg]
m_f	Massa do corpo flutuante	[kg]
m_{gen}	Massa da parte móvel do gerador linear	[kg]
m_{∞}	Massa adicional de água para frequências infinitas	[kg]
M	Indutância Mútua	[H]
M_n	Momento espectral de ordem n	
n_i	Espessura do núcleo de ligação da parte interior	[m]
n_o	Espessura do núcleo de ligação da parte exterior	[m]
n_{obs}	Número de total de observações do estado marítimo ao longo de um ano	
n_p	Espessura do núcleo de ligação do primário	[m]
n_{p2}	Espessura do núcleo de ligação dos pólos do primário com maior dimensão	[m]
$n_{p2,i}$	Espessura do núcleo de ligação dos pólos de maior dimensão do primário localizado no interior	[m]
$n_{p2,o}$	Espessura do núcleo de ligação dos pólos de maior dimensão do primário localizado no exterior	[m]
n_s	Espessura do núcleo de ligação do secundário	[m]
n_{sat}	Valor limite para a razão entre a co-energia magnética e a energia mecânica	
N	Número de partículas	
N_1	Número de enrolamentos do primário do transformador do conversor DC/DC isolado	
N_2	Número de enrolamentos do secundário do transformador do conversor DC/DC isolado	
N_f	Número de espiras por fase	
N_t	Número de espiras por enrolamento	

Parâmetro	Designação	Unidades SI
P_{abs}	Potência absorvida pelo corpo flutuante	[W]
P_{best}	Melhor posição individual	
P_e	Potência eléctrica	[W]
P_{gen}	Potência eléctrica gerada	[W]
P_{mec}	Potência mecânica	[W]
P_w	Densidade de potência de uma onda regular	[W/m ²]
q	Número de fases eléctricas	
r_1	Distância de menor dimensão entre o eixo de simetria e a secção anelar	[m]
r_2	Distância de maior dimensão entre o eixo de simetria e a secção anelar	[m]
r_{ci}	Raio interno da secção anelar do enrolamento	[m]
r_{co}	Raio externo da secção anelar do enrolamento	[m]
R_a	Resistência eléctrica da fase	[Ω]
R_L	Carga resistiva	[Ω]
\mathcal{R}	Relutância magnética	[H ⁻¹]
s	Variável de controlo	
spc	Espessura dos separadores não-magnéticos	[m]
s_w	Inclinação da onda	
S	Espectro de onda	[m ² /s]
S_1	Interruptor electrónico do membro superior do conversor	
S_2	Interruptor electrónico do membro inferior do conversor	
S_J	Espectro <i>JONSWAP</i>	[m ² /s]
S_{PM}	Espectro <i>Pierson-Moskowitz</i>	[m ² /s]
S_t	Distância entre a posição de alinhamento e a posição de não-alinhamento	[m]
t	Tempo	[s]
t_{ext}	Instante de fim do período de geração	[s]
t_{obs}	Duração temporal de cada observação do estado marítimo	[s]
tol_f	Tolerância de erro para a função objectivo	
tol_X	Tolerância de erro para os vectores de variáveis	
t_{off}	Instante de fim do período de excitação	[s]

Parâmetro	Designação	Unidades SI
t_{off1}	Instante de início do período de roda livre	[s]
t_{off2}	Instante de fim do período de roda livre	[s]
t_{on}	Instante de início do período de excitação	[s]
t_p	Altura do corte das saliências do primário	[m]
t_s	Altura do corte das saliências do secundário	[m]
T	Período de onda	[s]
T_{act}	Período de actualização da intensidade da corrente eléctrica de referência	[s]
T_e	Período energético	[s]
T_m	Período médio	[s]
T_p	Período de pico	[s]
u	Tensão aos terminais da fase eléctrica	[V]
U_1	Tensão à entrada do conversor DC/DC isolado	[V]
U_2	Tensão à saída do conversor DC/DC isolado	[V]
U_{bus}	Tensão no barramento DC	[V]
U_c	Tensão aos terminais do condensador do conversor electrónico de potência assimétrico	[V]
U_D	Tensão aos terminais do diodo	[V]
U_{ref}	Tensão de referência	[V]
U_s	Tensão aos terminais do interruptor electrónico	[V]
v	Velocidade linear do secundário	[m/s]
\mathbb{V}	Vector com as velocidades das partículas	
V_{coil}	Volume aparente do enrolamento	[m ³]
V_f	Volume do corpo flutuante	[m ³]
v_{max}	Valor máximo da velocidade linear do corpo oscilante	[m/s]
v_{N_t}	Número de espiras dispostas verticalmente	
w_h	Espaçamento horizontal entre o enrolamento e a estrutura magnética do gerador	[m]
w_v	Espaçamento vertical entre o enrolamento e a estrutura magnética do gerador	[m]
W_c	Co-energia magnética	[J]
W_{conv}	Energia convertida	[J]
W_{exc}	Energia eléctrica consumida durante o período de excitação da fase	[J]

Parâmetro	Designação	Unidades SI
W_{gen}	Energia eléctrica gerada	[J]
W_{in}	Energia fornecida ao gerador	[J]
$W_{loss,ad}$	Perdas de energia adicionais	[J]
$W_{loss,e}$	Perdas de energia nos enrolamentos de fase	[J]
$W_{loss,mag}$	Perdas de energia no núcleo ferromagnético	[J]
$W_{loss,mech}$	Perdas de energia mecânica	[J]
$W_{loss,T}$	Perda total de energia	[J]
W_{mag}	Energia magnética	[J]
W_{mech}	Energia mecânica transferida para o gerador	[J]
W_{out}	Energia eléctrica devolvida pela fase ao conversor	[J]
x	Coordenada horizontal	[m]
\mathbb{X}	Vector com as variáveis de optimização	
\mathbb{X}_c	Centro geométrico do Complexo	
\mathbb{X}_l	Vector dos limites inferiores das variáveis de optimização	
\mathbb{X}_r	Vértice de reflexão	
\mathbb{X}_u	Vector dos limites superiores das variáveis de optimização	
z	Posição vertical	[m]
\dot{z}	Velocidade do corpo oscilante	[m/s]
\ddot{z}	Aceleração do corpo oscilante	[m/s ²]
z_a	Posição de alinhamento	[m]
z_{ext}	Posição de fim do período de geração	[m]
z_{mech}	Posição mecânica do corpo oscilante	[m]
z_{on}	Posição de início do período de excitação	[m]
$z_{o,e}$	Posição de fim da sobreposição das saliências do primário com as do secundário	[m]
z_{off}	Posição de fim do período de excitação	[m]
z_{off1}	Posição de início do período de roda livre	[m]
z_{off2}	Posição de fim do período de roda livre	[m]
$z_{o,s}$	Posição de início da sobreposição das saliências do primário com as do secundário	[m]
z_u	Posição de não-alinhamento	[m]
Z_0	Amplitude de oscilação do corpo oscilante	[m]

Parâmetro	Designação	Unidades SI
α_i	Ângulo de fase inicial de onda	[rad]
γ	Factor de pico não-dimensional	
ε	Penalidade de excitação	
ζ	Razão entre L_{au} e L_u	
η	Elevação da superfície da água	[m]
$\dot{\eta}$	Velocidade de elevação da superfície da água	[m/s]
η_e	Eficiência eléctrica de conversão	[%]
θ_{w_m}	Direcção dominante	[rad]
λ	Fluxo magnético ligado	[Wb]
λ_{max}	Valor máximo do fluxo magnético ligado da fase	[Wb]
λ_w	Comprimento de onda	[m]
$\lambda_{max,c}$	Valor máximo do fluxo magnético ligado do enrolamento de fio condutor	[Wb]
μ_0	Permeabilidade magnética do vazio	[H/m]
ν	Número de vértices do Complexo	
ρ	Coeficiente de reflexão	
$\rho_{e,cu}$	Resistividade eléctrica do cobre	[Ω m]
ρ_f	Massa específica do material do corpo flutuante	[kg/m ³]
ρ_w	Massa específica da água do oceano	[kg/m ³]
σ	Factor de largura	
τ_p	Passo do primário	[m]
τ_s	Passo do secundário	[m]
ϕ_{max}	Valor máximo do fluxo magnético	[Wb]
$\phi_{max,c}$	Valor máximo do fluxo magnético do enrolamento de fio condutor	[Wb]
ω	Frequência angular	[rad/s]
ω_n	Frequência angular natural do corpo oscilante	[rad/s]
ω_p	Frequência angular de pico	[rad/s]
Λ	Factor de normalização	
Φ	Potencial de velocidade	[m ² /s]

Lista de Acrónimos

BBC	<i>Bottom Boundary Condition</i> (Condição de fronteira do fundo do mar)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
DSBC	<i>Dynamic Boundary Condition</i> (Condição de fronteira de dinâmica da superfície)
FEM	<i>Finite Element Method</i> (Métodos de elementos finitos)
GLRVC	Gerador Linear de Relutância Variável Comutado
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
KSBC	<i>Kinematic Boundary Condition</i> (Condição de fronteira de cinemática da superfície)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Procura do ponto de máxima potência)
PI	Proporcional Integral
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i> (Optimização Enxame de Partículas)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação da largura do pulso)
SWL	<i>Sea Water Level</i> (Nível da água do mar)

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

O conforto e sobrevivência da humanidade são cada vez mais dependentes do consumo energético sendo, a electricidade, a forma de energia final mais consumida devido à sua versatilidade de utilização. Com o aumento da demanda energética, assim como das crescentes preocupações ambientais a nível governamental e social em reduzir as emissões de gases com efeito de estufa, tem-se insistido na investigação e desenvolvimento de dispositivos de conversão de energia com base em fontes renováveis, para reduzir a utilização de combustíveis fósseis na produção de energia eléctrica. Em 2007 a União Europeia implementou a directiva 2009/28/EC na qual foi estabelecido que, até 2020, 20 % da energia consumida deve ser de fonte renovável e que a produção de gases por efeito de estufa deve sofrer uma redução de quase 30 % [1]. Além da energia solar e da energia eólica, é necessário explorar recursos alternativos de fonte renovável para que os objectivos definidos pela directiva sejam atingidos. No entanto, apesar da existência de outras fontes de energia renovável com grande potencial, a tecnologia associada à sua conversão encontra-se menos desenvolvida [2].

A energia das ondas é um dos recursos renováveis com capacidade de contribuir, significativamente, para a produção de energia eléctrica. Relativamente a outras fontes renováveis, as ondas são dotadas de maior densidade energética, apresentam um recurso energético mais previsível e a sua exploração permite atingir um maior factor de utilização [3].

A nível global, a maior parte do recurso energético das ondas está localizado entre as latitudes 30° e 60°, onde os valores médios anuais referentes à densidade de potência variam entre 20 e 70 kW por metro de frente de onda (kW/m) [4]. As faixas costeiras da Europa Ocidental são caracterizadas por elevadas densidades de energia das ondas somando cerca de 320 GW de potência disponível ao longo de toda a sua costa, o que representa 16 % da potência global associada ao recurso energético das ondas [5]. Para Portugal, estima-se um recurso total de 10 GW [6], com densidades médias de potência compreendidas entre 17.1 e 32.3 kW/m ao longo da sua costa continental [7, 8].

A crise de petróleo que ocorreu na década de 70 do século passado promoveu a procura de alternativas energéticas a partir de fontes renováveis. Como consequência, a investigação associada à conversão da energia das ondas ganhou especial atenção devido ao seu potencial energético e, por esta razão, vários dispositivos e métodos de extracção foram desenvolvidos [9].

Actualmente, a Europa é pioneira na indústria de energia marítima e é responsável pelo desenvolvimento e instalação de várias tecnologias de conversão de energia das ondas [6].

Nos últimos 30 anos, Portugal teve uma forte participação na investigação associada a energias renováveis marítimas. Vários dispositivos de conversão de energia das ondas foram desenvolvidos e testados em alto mar. A energia das ondas foi considerada a nível governamental e, em 2008, foi definida uma zona piloto em São Pedro de Moel (pelo Decreto-Lei 5/2008) destinada à instalação de sistemas para a exploração deste recurso [10].

Contudo, apesar do recurso energético ser atractivo, o desenvolvimento de dispositivos para conversão de energia das ondas é desencorajado por estes se encontrarem, ainda, pouco avan-

çados e por não serem considerados economicamente viáveis [2]. Por esta razão, a investigação e desenvolvimento associada à conversão de energia das ondas deve ser promovida de modo a minimizar as contrapartidas inerentes à tecnologia de conversão para que o seu potencial possa ser devidamente explorado.

1.2 Motivação

Devido ao elevado potencial da energia das ondas em Portugal, é de extrema importância o desenvolvimento e investigação, tanto a nível empresarial como académico, de tecnologia própria para o seu aproveitamento. O recurso energético disponível nas ondas dos oceanos é, ainda, escassamente explorado tendo em conta o elevado número de sistemas de conversão existentes para o efeito. Poucas técnicas foram implementadas em sistemas de extracção de energia estando, a maioria, em fase de estudo e de desenvolvimento. A absorção pontual é uma das técnicas utilizadas na conversão de energia das ondas. Os dispositivos que operam segundo este conceito são caracterizados por um movimento vertical e oscilações de baixa frequência. Geralmente, a configuração deste tipo de sistemas consiste num corpo flutuante que permite captar a energia mecânica das ondas para conversão em energia útil. A aplicação de geradores lineares nestes tipo de dispositivos é conveniente devido à possibilidade de actuação directa pelo corpo flutuante. Contudo, a maioria dos geradores lineares já desenvolvidos para estes tipo de sistemas são máquinas síncronas de magnetos permanentes que, devido à presença destes elementos magnéticos, aumentam significativamente o investimento necessário para a produção do sistema. O elevado custo inerente à tecnologia de conversão de energia das ondas é um dos factores que mais dificulta a sua implementação e, por isso, é uma limitação que empresas e equipas de investigação procuram minimizar.

Por esta razão surge a motivação para o projecto de geradores lineares de relutância variável comutados com topologia tubular que são caracterizados como máquinas robustas e economicamente viáveis e, por isso, revelam-se como uma excelente opção para aplicação em dispositivos de absorção pontual. A aplicação deste tipo de máquina eléctrica em dispositivos de absorção pontual é um conceito pouco considerado ao qual deveria ser atribuída maior ênfase. O Departamento de Engenharia Electromecânica da Universidade da Beira Interior, onde o presente trabalho de Doutoramento decorre, detém um grupo de investigação em máquinas eléctricas lineares que já realizou diversos estudos, com este tipo de máquinas, em aplicações para sistemas de tracção e de posicionamento. Deste conhecimento adquirido espera-se conseguir o projecto e análise de uma solução prática a aplicar na geração de energia a partir das ondas do mar.

1.3 Organização da Tese

A presente Tese de Doutoramento é organizada em nove capítulos. Nos quatro primeiros capítulos é feita a introdução ao tema e são apresentados os conceitos e as teorias que suportam a realização do trabalho proposto. É, também, feita a caracterização do recurso energético das ondas em quatro locais da costa Portuguesa. Nos capítulos cinco e seis apresentam-se propostas de modelos de geradores e desenvolvem-se métodos para o seu dimensionamento, análise e optimização. Nos últimos três capítulos é feito o dimensionamento dos geradores lineares de relutância variável comutados tubulares para aplicação no dispositivo de absorção pontual e é

avaliado o desempenho deste sistema para a estratégia de controlo proposta.

No Capítulo 1 é feito o enquadramento deste trabalho, é descrita a motivação para a escolha do tema abordado e é apresentada a organização da Tese.

No Capítulo 2 é feita a descrição do recurso energético associado às ondas do mar. É expressa a teoria linear a partir da qual é possível descrever os princípios hidrodinâmicos de uma onda ideal. São apresentados os conceitos utilizados na análise de mares irregulares e é feita a caracterização energética de quatro locais da costa Portuguesa através métodos estatísticos.

No Capítulo 3 são descritos os princípios de funcionamento do dispositivo de absorção pontual e exposta a formulação matemática utilizada para seu dimensionamento e análise dinâmica.

No Capítulo 4 é apresentado o gerador linear de relutância variável comutado. São identificadas as topologias existentes e os conversores de potência utilizados para o seu controlo. São descritos os princípios de conversão energética subjacentes a este tipo de máquina eléctrica e avaliados os materiais utilizados na sua construção.

No Capítulo 5 são propostos quatro modelos estruturais de um gerador linear de relutância variável comutado tubular. É feita a parametrização de cada modelo estrutural e apresentado o procedimento analítico para o seu dimensionamento. É formulado o modelo matemático do sistema de geração eléctrica e descrita a estratégia de controlo adoptada.

No Capítulo 6 são apresentados os métodos de optimização utilizados para auxiliar o projecto do sistema de geração eléctrica considerado neste trabalho.

No Capítulo 7 é feito o dimensionamento e análise dos vários modelos estruturais propostos para gerador linear de relutância variável comutado tubular. O projecto é feito de acordo com as condições marítimas de um dos quatro locais analisados.

No Capítulo 8 é analisado o funcionamento do dispositivo de absorção pontual com o gerador linear de relutância variável tubular dimensionado. É avaliado o desempenho de conversão do sistema para a estratégia de controlo óptimo proposta.

No Capítulo 9 são apresentadas as conclusões deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

Em documentos anexos são exibidos os diagramas referentes à implementação computacional do modelo matemático do gerador, os diâmetros normalizados de fio de bobinagem considerados na metodologia de projecto proposta e as características electromagnéticas dos vários geradores dimensionados.

Capítulo 2

Energia das Ondas do Mar

As ondas do oceano ou do mar (designação que será utilizada neste trabalho para mencionar ambos os conceitos) são criadas pelo vento, o qual por sua vez tem origem na redistribuição da energia solar pela atmosfera terrestre [11]. Para a investigação, desenvolvimento e projecto de dispositivos de conversão de energia das ondas e de outras estruturas destinadas a interagir com o meio marítimo, torna-se pertinente o conhecimento do comportamento do mar, nomeadamente dos fenómenos físicos que definem a sua dinâmica. Este processo requer a análise e a modelação matemática das ondas para que, com base em determinadas observações e parâmetros mensuráveis, se possa obter a informação necessária.

Várias teorias foram desenvolvidas com intuito de formular descrições matemáticas para avaliar e prever o comportamento das ondas do mar. Contudo, as várias teorias existentes apenas permitem a descrição aproximada, até um determinado grau, do verdadeiro comportamento ondulatório das ondas [12]. As ondas apresentam um padrão complexo, o qual é definido pela sobreposição de várias ondulações individuais de diferentes alturas e períodos. A onda individual pode ser avaliada como regular (ou linear) apresentando, neste caso, um perfil ondulatório sinusoidal. Este tipo de onda é descrito pela teoria linear, sendo esta a teoria mais simples associada à hidrodinâmica das ondas. Esta teoria foi proposta por *Airy* em 1845 e permite prever grande parte das propriedades dinâmicas e cinemáticas das ondas dentro de limites bastante razoáveis, para a maioria de aplicações práticas [13]. No entanto, quando a onda se propaga em profundidades relativamente baixas e o seu comportamento é significativamente afectado pelo fundo do mar, a onda apresenta uma crista mais estreita e uma cava mais larga divergindo do perfil de onda regular. Deste modo, já é necessário recorrer a teorias não-lineares para descrever, com precisão, o comportamento da referida onda. Das várias teorias não-lineares existentes, evidenciam-se a teoria de *Stokes* e a teoria da *Onda solitária*. A teoria de *Stokes* considera o escoamento irrotacional onde a aproximação do perfil da onda é feita pela representação das propriedades da água através de uma série matemática. O grau de precisão é determinado pelo número de termos incluídos na série sendo, a teoria de *Stokes* de primeira ordem, semelhante à teoria de *Airy*. A teoria da *Onda solitária* é aplicada ao movimento ondulatório verificado em águas rasas de onde resultam ondas com um perfil distinto das ondas regulares. Nesta teoria a onda é tratada como um evento isolado e, por isso, assume um período infinito [12, 14]. Para a análise hidrodinâmica necessária à execução do presente trabalho, apenas será considerada a teoria linear.

2.1 Teoria linear

A teoria linear permite a descrição do comportamento hidrodinâmico de ondas regulares. A sua formulação pode ser encontrada em [13-15].

A teoria linear consiste na solução bi-dimensional da equação linear da continuidade para escoamento irrotacional admitindo condições de fronteira linearizadas. Para escoamento irro-

tacional, a equação da continuidade fica:

$$\nabla^2 \Phi = \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} \quad (2.1)$$

em que Φ é o potencial de velocidade da água em função das coordenadas horizontal x e vertical z .

A validade da teoria linear incide na análise de uma onda periódica de perfil sinusoidal cuja altura é pequena quando comparada com o seu comprimento de onda e com a profundidade da água pela qual a onda se propaga. Além destas hipóteses, é considerado que a água é homogênea e incompressível e que o fundo do mar não tem qualquer influência na energia das ondas.

Nesta teoria são aplicadas a condição de fronteira do fundo do mar (BBC), a condição de fronteira de cinemática da superfície (KSBC) e a condição de fronteira de dinâmica da superfície (DSBC). A condição BBC assume que as partículas de água em contacto com o fundo do mar não trespassam a fronteira por este imposta. Pela condição KSBC, é considerado que a superfície livre da água é sempre composta pelas mesmas partículas. Com a condição DSBC, é assumido que a pressão verificada em toda a superfície livre da água é nula.

Na Figura 2.1 é ilustrado o perfil de uma onda regular e a respectiva notação utilizada pela teoria linear. A elevação da superfície $\eta(x, t)$ é medida em relação ao nível da água do mar (SWL) sem qualquer ondulação e é dada em função da distância longitudinal da onda x e do tempo t . O parâmetro H representa a altura da onda e h a profundidade da água.

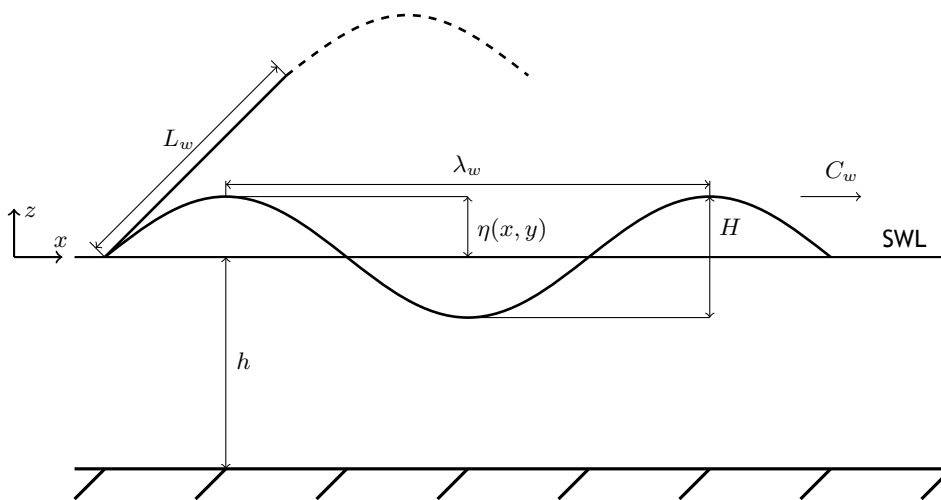


Figura 2.1 Parâmetros descritivos da geometria de uma onda regular (adaptado de [13]).

A velocidade de fase, ou celeridade C_w , a que a onda se propaga é dada em função do seu comprimento de onda λ_w e período T por:

$$C_w = \frac{\lambda_w}{T} \quad (2.2)$$

A onda regular também pode ser caracterizada pelo seu número de onda k_w , pela sua frequência angular ω e pela inclinação da onda s_w . Estes parâmetros são calculados, respectivamente, pelas seguintes expressões:

$$k_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} \quad (2.3)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.4)$$

$$s_w = \frac{H}{\lambda_w} \quad (2.5)$$

Pela teoria linear, é possível determinar a elevação da superfície η de uma onda regular através da seguinte expressão:

$$\eta(x, t) = \frac{H}{2} \cos(k_w x - \omega t) \quad (2.6)$$

O comprimento de onda λ_w , a frequência angular ω e a celeridade C_w calculam-se por:

$$\lambda_w = \frac{gT^2}{2\pi} \tanh(k_w h) \quad (2.7a)$$

$$\omega = \sqrt{gk_w \tanh(k_w h)} \quad (2.7b)$$

$$C_w = \frac{gT}{2\pi} \tanh(k_w h) \quad (2.7c)$$

em que g representa a aceleração da gravidade.

As expressões (2.7) representam a equação da dispersão. Devido à sua natureza dispersiva, ondas de maior período propagam-se a uma celeridade superior. A equação (2.7a) só pode ser resolvida por métodos numéricos uma vez que, a sua solução encontra-se implícita na expressão que a define. No entanto, é possível obter aproximações analíticas consoante a profundidade relativa da água h/λ_w . De acordo com esta classificação, as ondas podem manifestar-se em três regiões distintas:

- Águas rasas

$$\frac{h}{\lambda_w} \leq \frac{1}{20} \Rightarrow \tanh(k_w h) \approx k_w h$$

- Águas intermédias

$$\frac{1}{20} < \frac{h}{\lambda_w} < \frac{1}{2} \Rightarrow \tanh(k_w h) = \tanh\left(\frac{2\pi h}{\lambda_w}\right)$$

- Águas profundas

$$\frac{h}{\lambda_w} \geq \frac{1}{2} \Rightarrow \tanh(k_w h) \approx 1$$

Assim, a relação da dispersão (equações (2.7)) para águas profundas pode ser aproximada pelas seguintes expressões:

$$\lambda_w = \frac{gT^2}{2\pi} \quad (2.8a)$$

$$\omega = \sqrt{gk_w} \quad (2.8b)$$

$$C_w = \frac{gT}{2\pi} \quad (2.8c)$$

A energia total contida numa onda regular E_w é dada pelo somatório das respectivas ener-

gias cinética e potencial, ficando:

$$E_w = \frac{\rho_w g H^2 \lambda_w L_w}{8} \quad (2.9)$$

onde ρ_w é a massa específica da água do mar e L_w a largura de frente de onda.

Por unidade de área horizontal, a expressão (2.9) assume a forma de densidade energética $E_{w\lambda_w}$ através de:

$$E_{w\lambda_w} = \frac{E_w}{\lambda_w L_w} = \frac{\rho_w g H^2}{8} \quad (2.10)$$

O transporte de energia ou potência por unidade de área horizontal P_w de uma onda regular é dado por:

$$P_w = \frac{\rho_w g H^2 C_g}{8} = E_{w\lambda_w} C_g \quad (2.11)$$

A energia de uma onda regular é transportada a uma celeridade C_g , que corresponde à celeridade de um grupo de ondas. Um grupo de ondas é definido pela sobreposição de duas ondas regulares com a mesma altura mas períodos ligeiramente diferentes, que se propagam na mesma direcção. Esta sobreposição dá origem a um padrão ondulatório irregular que se propaga a uma celeridade diferente das ondas regulares que o constituem. A celeridade de grupo é dada por:

$$C_g = \frac{C_w}{2} \left[1 + \frac{2k_w h}{\sinh(2k_w h)} \right] \quad (2.12)$$

Para águas profundas, a expressão (2.12) é aproximada por:

$$C_g = \frac{C_w}{2} \quad (2.13)$$

2.2 Mares aleatórios ou irregulares

Na prática, verifica-se que a oscilação da superfície da água dos mares é caracterizada por diferentes perturbações ondulatórias e não apenas por uma, como assumido para uma onda regular. Estas diferentes perturbações resultam da sobreposição de ondulações formadas em localizações distantes da zona de observação e de ondas provocadas pela acção do vento no próprio local. Como resultado, o comportamento ondulatório da superfície da água dos mares é composto por várias ondas que se podem caracterizar como aleatórias em relação à sua altura, período e direcção formando, assim, um mar aleatório ou irregular [12].

No projecto de estruturas marítimas, é fundamental ter conhecimento acerca das características das ondas do mar. Devido à sua natureza aleatória, é necessário recorrer à análise estatística de modo a obter uma descrição prática do estado do mar a partir de dados medidos ou estimados para um determinado local.

A caracterização estatística das ondas do mar poderá ser conseguida através de uma avaliação a curta escala temporal (durante algumas horas) ou a grande escala temporal (durante anos). Na análise estatística de curta escala temporal é assumido que a elevação da superfície da água, ao longo do tempo, assume um processo estacionário gaussiano durante o período de análise. Neste caso, a distribuição energética das ondas em mares irregulares é, geralmente,

caracterizada pelo espectro de energia das ondas que pode ser estimado a partir de medições da elevação da superfície da água num determinado local durante um período de tempo definido (de curta duração). Com base nas medições efectuadas, é determinado o respectivo espectro de onda o qual descreve a distribuição de energia das ondas do mar em função da respectiva frequência ($S(f)$) [16, 17]. Para além da sua representação em função da frequência cíclica f , também é comum expressar o espectro de energia das ondas de acordo com a frequência angular ω ou período de onda T [12].

A análise a longa escala temporal contabiliza a natureza não estacionária das ondas do mar em que os estados marítimos de curta escala temporal são descritos por parâmetros que variam ao longo do tempo como a altura significativa H_s , o período de pico T_p e direcção dominante θ_{w_m} [18]. O período médio das ondas T_m e o período energético T_e são parâmetros também utilizados na caracterização de mares irregulares [19].

A altura significativa e os períodos característicos referidos podem ser obtidos através da análise do espectro da energia das ondas para um dado mar irregular. Para o efeito, é necessário, para determinar alguns parâmetros, o cálculo de momentos espectrais da distribuição de energia das ondas. Segundo [19], o momento espectral de ordem n (M_n) para um dado espectro de energia é calculado pela seguinte expressão:

$$M_n = \int_0^\infty S(\omega) \omega^n d\omega \quad (2.14)$$

onde $S(\omega)$ é o espectro de energia das ondas dado em função da frequência angular (ω).

A altura significativa H_s é o parâmetro mais utilizado para caracterizar a altura de onda e representa o valor médio das ondas com a terceira maior altura, verificadas durante um intervalo de tempo definido [20]. O período de pico T_p define o período de onda que corresponde ao valor máximo de energia verificado numa dada distribuição espectral [21] e o período energético T_e representa o período de uma onda sinusoidal com a mesma energia presente num dado estado marítimo. A utilização do período energético, relativamente a outros períodos característicos, é mais conveniente na avaliação energética de mares irregulares por qualificar as ondas de acordo com o conteúdo de energia presente no respectivo espectro [22].

Com base nos momentos espectrais de ordem -1 (M_{-1}), ordem 0 (M_0) e ordem 2 (M_2) é possível determinar a altura significativa H_s , o período médio T_m e o período energético T_e [23]. Estes parâmetros relacionam-se com os momentos espectrais referidos através das seguintes expressões:

$$H_s = 4\sqrt{M_0} \quad (2.15)$$

$$T_m = 2\pi\sqrt{\frac{M_0}{M_2}} \quad (2.16)$$

$$T_e = 2\pi\frac{M_{-1}}{M_0} \quad (2.17)$$

De acordo com [24], quando o espectro de onda é desconhecido, o período energético pode ser estimado através do período médio por:

$$T_e = 1.14T_m \quad (2.18)$$

Ao longo do tempo, foram desenvolvidos modelos paramétricos para descrever o espectro das ondas do mar geradas pela acção do vento. Dos vários modelos propostos, o espectro de *Pierson-Moskowitz* revelou ser adequado para representar a distribuição energética em mares completamente desenvolvidos, onde a taxa de energia transferida do vento para as ondas é equilibrada pela taxa de energia por estas dissipada [13].

Posteriormente, foi proposto o modelo espectral *JONSWAP* para descrever as condições marítimas onde se verifica um crescimento não estacionário da energia nas ondas devido à acção do vento ao longo de uma curta distância marítima. Nestas condições, o espectro das ondas apresenta maior conteúdo energético perto da frequência dominante quando comparado com a distribuição energética em mares completamente desenvolvidos. Este aumento de energia é contabilizado, na formulação do espectro, por um factor de pico que modifica a expressão de *Pierson-Moskowitz*. Por esta razão, o espectro *JONSWAP* descreve uma curva mais afunilada em relação ao espectro *Pierson-Moskowitz*, como ilustrado na Figura 2.2. Quando se atingem as condições de mar completamente desenvolvido, o factor de pico assume o valor unitário e a curva espectral do modelo *JONSWAP* assume a forma do espectro *Pierson-Moskowitz* [17].

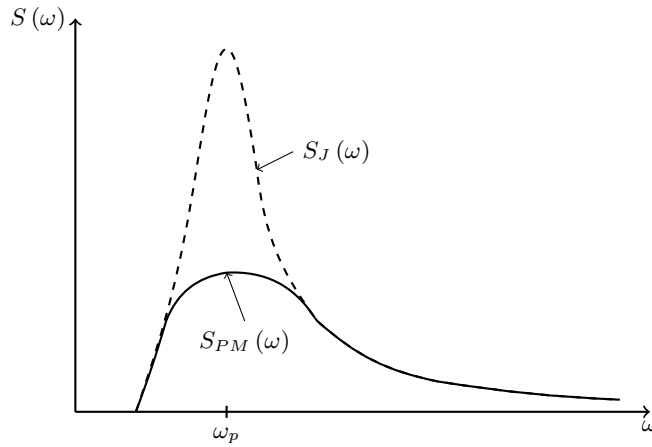


Figura 2.2 Ilustração dos espectros *Pierson-Moskowitz* $S_{PM}(\omega)$ e *JONSWAP* $S_J(\omega)$ (adaptado de [13]).

De acordo com as recomendações de [25], o espectro de *Pierson-Moskowitz* $S_{PM}(\omega)$ é dado pela seguinte expressão:

$$S_{PM}(\omega) = \frac{5}{16} H_s^2 \omega_p^4 \omega^{-5} \exp\left(-\frac{5}{4} \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{-4}\right) \quad (2.19)$$

onde $\omega_p = 2\pi/T_p$ é frequência angular de pico, que corresponde ao valor máximo do espectro de energia.

O espectro de *JONSWAP* $S_J(\omega)$ obtém-se por:

$$S_J = \Lambda S_{PM}(\omega) \gamma^{\exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\omega - \omega_p}{\sigma \omega_p}\right)^2\right]} \quad (2.20)$$

sendo, γ o factor de pico não-dimensional, Λ o factor de normalização e σ o factor de largura. Estes três últimos factores são dados por:

$$\gamma = 3.3 \quad (2.21)$$

$$\Lambda = 1 - 0.287 \ln(\gamma) \quad (2.22)$$

$$\sigma = \begin{cases} 0.07 & \text{para } \omega \leq \omega_p \\ 0.09 & \text{para } \omega > \omega_p \end{cases} \quad (2.23)$$

Por as ondas irregulares serem avaliadas como um processo estocástico gaussiano, estas podem representar-se por uma sobreposição linear de um elevado número de ondas regulares. De acordo com [26], a elevação da superfície de uma onda irregular é dada em função da distância longitudinal x e do tempo t através de:

$$\eta(x, t) = \sum_{i=1}^N a_{w_i} \cos(k_{w_i} x - \omega_i t + \alpha_i) \quad (2.24)$$

onde o somatório é feito para N ondas regulares. Os parâmetros a_{w_i} , k_{w_i} e ω_i são, respectivamente, a amplitude, o número de onda e a frequência angular para de cada onda regular i . O ângulo de fase inicial é representado por α_i e determina-se, aleatoriamente, a partir de uma distribuição uniforme entre 0 e 2π .

A relação entre ω_i e k_i é dada pelas expressões (2.7). Através do espectro de onda para um dado estado marítimo, é possível gerar um perfil de onda irregular equivalente. O espectro de onda é segmentado em N componentes de frequência distintas às quais correspondem as N ondas regulares. Para este caso, a amplitude de onda a_i relaciona-se com o espectro de energia através de:

$$a_{w_i} = \sqrt{2S(\omega_i) \Delta\omega_i} \quad (2.25)$$

em que $\Delta\omega_i$ representa o intervalo entre valores sucessivos de frequência.

A potência por unidade de largura de frente de onda de uma onda irregular unidireccional é dada pela seguinte expressão:

$$P_w = \rho_w g \int_0^\infty C_g(\omega, h) S(\omega) d\omega = \rho_w g \sum_{i=1}^N C_g(\omega_i, h) S(\omega_i) \Delta\omega_i \quad (2.26)$$

em que $C_g(\omega_i, h)$, é a celeridade de grupo dada pela expressão (2.12) para a componente de onda i a uma profundidade h .

O transporte de energia em mares irregulares também pode ser estimado através de parâmetros característicos. Em [1], a potência por frente de onda em águas profundas é calculada em função do período energético e altura significativa por:

$$J_w = \frac{\rho_w g^2}{64\pi} T_e H_s^2 \quad (2.27)$$

2.3 Análise estatística do recurso energético na costa Portuguesa

A avaliação de longa escala temporal é feita pela acumulação dos parâmetros característicos das ondas do mar durante longos períodos, geralmente, durante anos. Considerando a direcção das ondas como irrelevante, um dado estado marítimo pode ser descrito por uma altura e um período de onda característicos, os quais são obtidos através da respectiva análise

espectral. Devido ao comportamento irregular das ondas do mar, os seus parâmetros característicos apresentam uma natureza variável ao longo do tempo. Por esta razão, é importante efectuar a análise estatística destes parâmetros para um dado local de interesse, de modo a estimar o recurso energético e prever as condições de operação para o projecto de dispositivos de conversão de energia das ondas [5].

Por norma, a avaliação do recurso energético das ondas é feita pela modelação conjunta de distribuições da altura e do período característicos das ondas. Neste tipo de análise é determinada a frequência de ocorrência e o valor de energia correspondente para diferentes combinações destes parâmetros sendo, os resultados, apresentados na forma de histograma bi-dimensional [1, 7, 27].

Em [5] é aplicada a análise probabilística na avaliação do recurso energético das ondas como auxílio no projecto de geradores lineares para um sistema de absorção pontual. É utilizada a estimativa de densidade de *Kernel* (modelo não-paramétrico) para determinar os parâmetros com maior probabilidade de ocorrência conjunta em vários locais da costa Portuguesa. Para os parâmetros mais prováveis de um dado local, é estimada a densidade de transporte de energia das ondas.

Neste trabalho, será adoptado o mesmo procedimento para estimar a frequência de ocorrência conjunta dos parâmetros característicos das ondas para suporte ao dimensionamento e análise do gerador linear em estudo. Com base na estimativa de densidade de Kernel por difusão descrita em [28], será determinada a frequência relativa associada à distribuição conjunta da altura significativa H_s e período energético T_e durante um dado espaço temporal. A densidade de probabilidade conjunta destes parâmetros será estimada através do *software Matlab®* por uma função disponibilizada pelo autor do trabalho [28].

Com base na frequência de ocorrência conjunta de H_s e T_e , é possível estimar a densidade de energia anual em função destes parâmetros. Para um período de tempo definido, a densidade de energia disponível é calculada pela densidade de potência das ondas associada a um dado estado marítimo e pela duração do período de observação desse estado. Assim, a densidade de energia anual $E_{w,anual}$ é calculada por:

$$E_{w,anual} = J_w f_{rel} n_{obs} t_{obs} \quad (2.28)$$

Na expressão (2.28), J_w representa a densidade de potência e é determinada pela expressão (2.27), através da altura significativa e do período energético do respectivo estado marítimo. Relativamente aos restantes parâmetros da relação (2.28), f_{rel} indica a frequência relativa de ocorrência conjunta de H_s e T_e , n_{obs} o número de total de observações durante um ano e t_{obs} a duração temporal de cada observação.

A análise do recurso energético das ondas será feita para 4 locais da costa marítima de Portugal continental. Os locais de estudo são indicados na Tabela 2.1.

Para cada local, a descrição paramétrica do estado do mar é feita através de 1460 observações recolhidas em períodos de 6 horas, durante o ano de 2013. Os dados correspondentes foram fornecidos pelo *Instituto Português do Mar e Atmosfera (IPMA)*.

A cada observação corresponde um dado estado marítimo, caracterizado pela altura significativa H_s , pelo período médio T_m , pelo período de pico T_p e pela altura máxima H_{max} . Na Tabela 2.2 encontram-se indicados os intervalos de valores para cada local, dentro dos quais estão compreendidos os parâmetros referidos.

Tabela 2.1 Locais de estudo na costa Portuguesa.

Local	Posição Geográfica		Profundidade h [m]
	Latitude	Longitude	
Cabo da Roca	38° 78' N	9° 52' O	40
Costa da Galé	38° 26' N	8° 82' O	20
Esposende	41° 50' N	8° 83' O	30
São Pedro de Moel	39° 75' N	9° 6' O	9

Tabela 2.2 Parâmetros descritivos das ondas do mar para cada local de estudo (dados fornecidos pelo *Instituto Português do Mar e Atmosfera*).

Local	Observações			
	H_s [m]	T_m [s]	T_p [s]	H_{max} [m]
Cabo da Roca	0.6 - 11.2	4 - 14.8	4.2 - 17.7	1.2 - 22.1
Costa da Galé	0.6 - 11.1	4.1 - 14.9	4.1 - 18	1.2 - 21.8
Esposende	0.6 - 10.4	4.3 - 14.4	4 - 17.4	1.2 - 21.1
São Pedro de Moel	0.7 - 11.3	4.3 - 14.6	3.8 - 16.9	1.4 - 22.3

Um vez que o período energético T_e não foi disponibilizado, este é calculado a partir do período médio pela relação (2.18). Os valores estimados para o período energético são indicados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 Valores referentes ao período energético de cada local de estudo.

	Locais			
	Cabo da Roca	Costa da Galé	Esposende	São Pedro de Moel
T_e [s]	0.6 - 11.1	4.1 - 14.9	4.1 - 18	1.2 - 21.8

Com base nas observações correspondentes a H_s e T_e , foi estimada a densidade de probabilidade conjunta de Kernel para os respectivos parâmetros. Na Figura 2.3 estão representadas as distribuições de densidade de probabilidade conjunta para os 4 locais em estudo. Na Tabela 2.4 encontram-se os valores de T_e e H_s com maior probabilidade de ocorrência conjunta. Para os 4 locais em estudo, observa-se uma distribuição de densidade de probabilidade muito semelhante, sendo os valores de T_e e H_s com maior probabilidade bastante próximos para os 4 locais. De acordo com as observações do estado marítimo durante o ano de 2013, verifica-se que as ondas são caracterizadas por períodos energéticos de 7.5 e 7.7 s e alturas significativas de 1.3 e 1.6 m.

Pelas distribuições de densidade de probabilidade conjunta, apresentadas na Figura 2.3, calculou-se o respectivo recurso energético das ondas durante o ano de 2013. Para as observações consideradas, foi obtida a distribuição de densidade de energia através da expressão (2.28). Na Figura 2.4 podem observar-se os mapas de densidade de energia das ondas para os 4 locais em estudo. Nestes, é também indicada a frequência absoluta de ocorrência conjunta para T_e e H_s dentro de intervalos de valores consecutivos de 1 s e 1 m, respectivamente. Na Tabela 2.5 encontram-se os valores de T_e e H_s para os quais a densidade de energia é superior. De acordo com a análise efectuada, os locais Esposende e São Pedro de Moel são dotados de maior densidade, com ondas caracterizadas por períodos energéticos de 11.3 e 11.5 s e por al-

turas significativas de 4.6 e 5.3 m, respectivamente. Verifica-se uma discrepância significativa entre os valores de T_e e H_s mais prováveis e os valores, dos mesmos parâmetros, para as combinações com maior densidade de energia. Para os quatro locais, ondas com períodos energéticos compreendidos entre 6 e 9 s e alturas significativas de 0 a 2 m são mais frequentes, enquanto que as ondas com maior densidade de energia apresentam valores entre 9 e 12 s para o período energético e entre 3 e 6 m para a altura significativa.

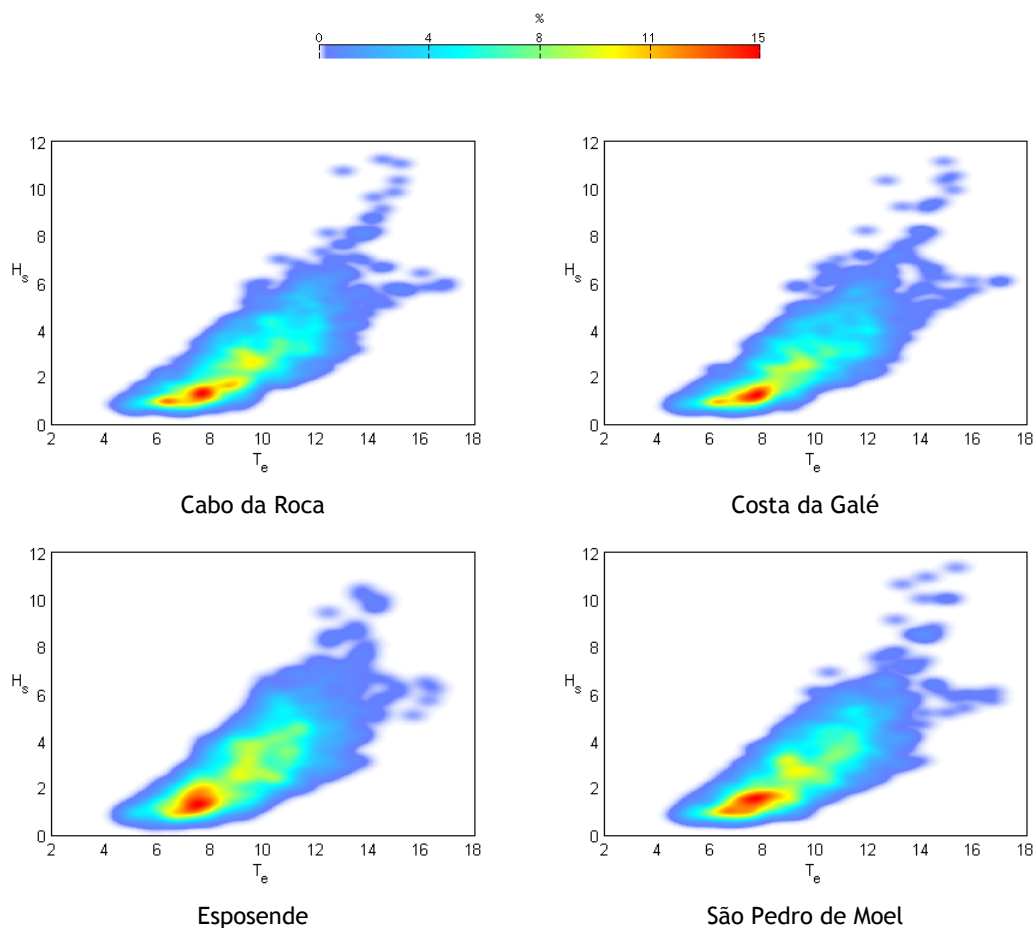


Figura 2.3 Estimativa da densidade de probabilidade conjunta de *Kernel* para os locais em estudo.

Tabela 2.4 Valores de H_s e T_e com maior probabilidade de ocorrência conjunta.

Local	T_e [s]	H_s [m]	Densidade de probabilidade de <i>Kernel</i> [%]	E_w [MWh/m]
Cabo da Roca	7.7	1.3	13.1	7.7
Costa da Galé	7.7	1.3	14.3	7.6
Esposende	7.5	1.3	10.6	5.9
São Pedro de Moel	7.7	1.6	11.7	10.0

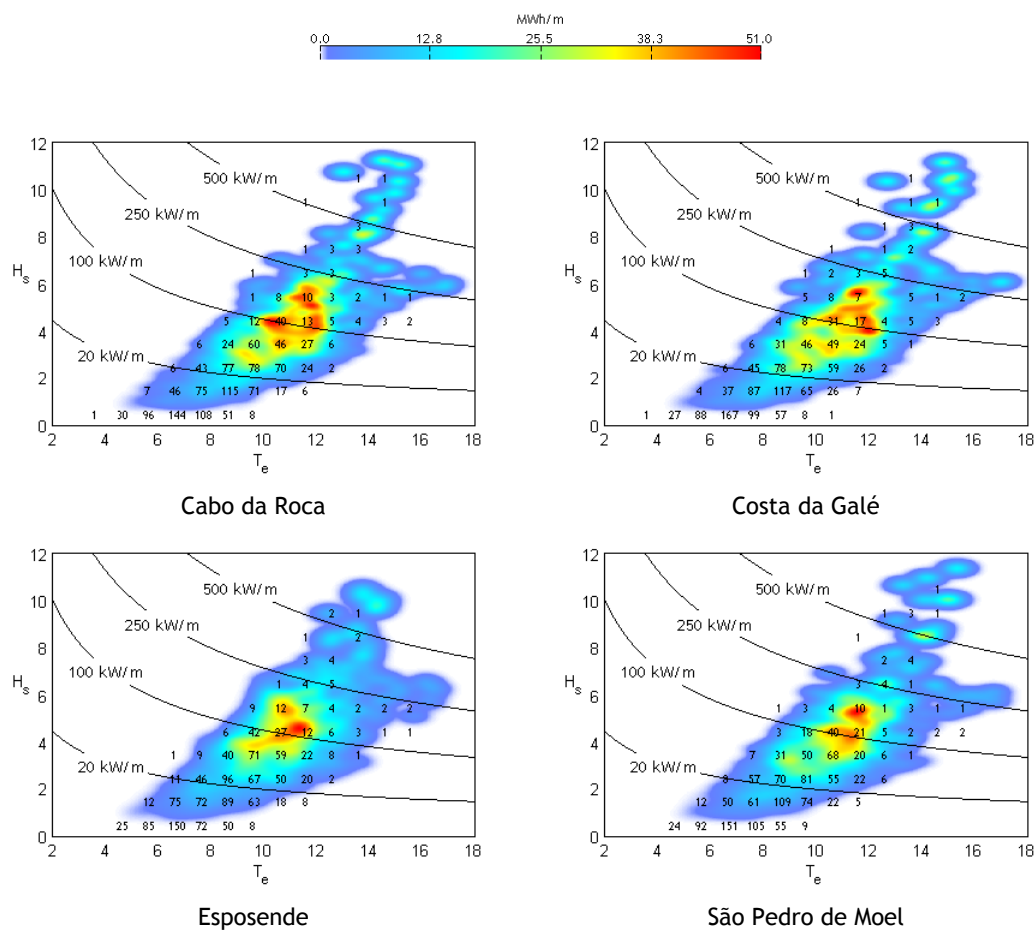


Figura 2.4 Mapas de densidade de energia das ondas correspondente ao ano de 2013.

Tabela 2.5 Valores de H_s e T_e correspondentes à maior densidade de energia anual.

Local	T_e [s]	H_s [m]	Densidade de probabilidade de <i>Kernel</i> [%]	E_w [MWh/m]
Cabo da Roca	10.3	4.4	4.8	41.0
Costa da Galé	11.5	5.6	2.5	38.9
Esposende	11.3	4.6	5.0	50.9
São Pedro de Moel	11.5	5.3	3.7	50.8

Capítulo 3

Conversor de Absorção Pontual por Accionamento Directo

Os inúmeros dispositivos de conversão de energia das ondas classificam-se pelo método utilizado para a extração energética, o qual pode ser por coluna de água oscilante, por galgamento ou por corpos oscilantes. Os sistemas que utilizam corpos oscilantes são ainda categorizados de acordo com a direcção das ondas radiadas pelo corpo como resultado do movimento oscilante. Assim, os conversores de corpos oscilantes podem ser atenuadores, terminais ou de absorção pontual [11, 29].

O conceito de absorção pontual é caracterizado pela extensão horizontal do corpo flutuante que, por norma, apresenta dimensões bastante reduzidas relativamente ao comprimento de onda incidente. Geralmente, os conversores de absorção pontual apresentam um corpo flutuante de forma cilíndrica que é limitado ao deslocamento vertical. Este tipo de dispositivo permite a captação de energia de ondas provenientes de todas as direcções devido ao movimento e forma particular do corpo flutuante [30].

A energia das ondas é extraída pelo mecanismo de extracção de potência presente no sistema de conversão. Este mecanismo é responsável por resistir ao movimento induzido, pelas ondas, no corpo flutuante. Deste modo, é feita a conversão de energia mecânica contida nas ondas em formas de energia útil (geralmente energia eléctrica). Em grande parte dos dispositivos de corpos oscilantes, são utilizados sistemas hidráulicos como mecanismos de extracção de potência. Nestes sistemas, o movimento oscilante provocado pelas ondas é utilizado para induzir o escoamento de óleo ou água a alta pressão em circuitos hidráulicos para o accionamento de motores hidráulicos (ou turbinas de água) acoplados a um gerador eléctrico rotativo [31-33].

Os sistemas hidráulicos podem ser implementados utilizando componentes já desenvolvidas e comercialmente disponíveis reduzindo, assim, o tempo e custo associados ao desenvolvimento do mecanismos de extracção de potência. Contudo, estes sistemas exigem uma manutenção frequente e dissipam parte da energia captada durante o processo de conversão de energia mecânica em energia eléctrica [34].

A *Ocean Power Technologies* desenvolveu o dispositivo flutuante axi-simétrico *PowerBuoy*[®] composto por 2 corpos flutuantes com liberdade de movimento na direcção vertical. Neste sistema de conversão, o corpo flutuante oscila relativamente a um corpo cilíndrico que contém uma placa de amortecimento na sua base. O sistema utiliza um mecanismo hidráulico para a conversão da energia mecânica associada ao movimento relativo dos corpos em energia eléctrica. Em 2008 foi instalado um protótipo de 40 kW no norte de Espanha [35].

Em alternativa aos sistemas mencionados, são utilizados mecanismos de extracção de energia por accionamento directo em conversores de absorção pontual. Nestes sistemas, o corpo flutuante encontra-se directamente acoplado ao gerador eléctrico evitando estágios intermédios de conversão energética. Segundo [36], os dispositivos de absorção pontual com um mecanismo de extracção de potência por accionamento directo são mais eficientes na conversão de energia das ondas através de oscilações a baixa velocidade.

Para este tipo de sistemas, existem diferentes conceitos relativamente à sua configuração. De acordo com [11], os conversores de energia das ondas por accionamento de geradores lineares

res podem ser compostos por corpos flutuantes ou por um reservatório submerso preenchido por gás. Na Figura 3.1 encontram-se ilustrados os conceitos referidos. Nos dispositivos que utilizam corpos flutuantes, o sistema de referência ao movimento oscilante do corpo pode ser o fundo do mar (Figura 3.1(a)), uma estrutura flutuante (Figura 3.1(b)) ou uma placa de amortecimento submersa (Figura 3.1(c)). Nestes conceitos, o corpo flutuante vai oscilar por acção da força de excitação provocada pelo movimento ondulatório da superfície de água. Um outro conceito, consiste num sistema completamente submerso que apresenta um reservatório de volume variável preenchido por gás (Figura 3.1(d)). Neste dispositivo, o corpo oscilante é movido devido à pressão da coluna de água que se encontra sobre o sistema. A pressão varia de acordo com a elevação da superfície de água que, em conjunto com a pressão do gás, provoca um movimento oscilatório da parte móvel do conversor.

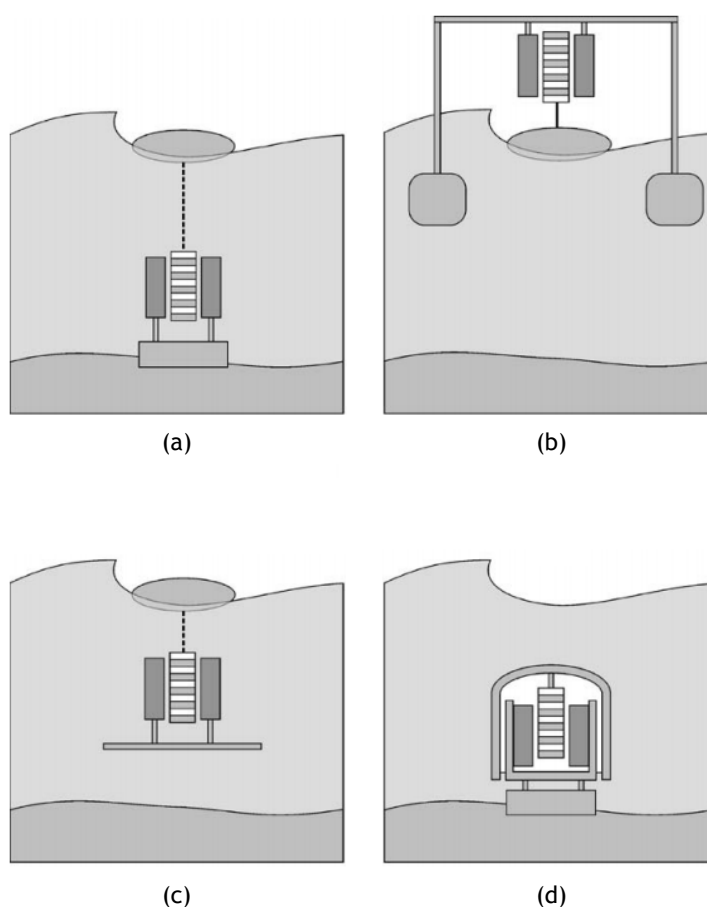


Figura 3.1 Ilustração esquemática de diferentes conceitos de conversores de energia das ondas por accionamento de um gerador linear: (a) conversor de absorção pontual com corpo flutuante que utiliza o fundo do oceano como sistema de referência, (b) conversor de absorção pontual com corpo flutuante que utiliza uma estrutura flutuante como sistema de referência, (c) conversor de absorção pontual de corpo flutuante que utiliza uma placa de amortecimento submersa como sistema de referência e (d) reservatório submerso preenchido por gás que utiliza o fundo do oceano como sistema de referência (retirado de [11]).

Devido ao seu potencial energético, o conversor de absorção pontual tem sido bastante considerado no estudo e desenvolvimento de sistemas para conversão de energia das ondas. Na Universidade de *Uppsala* foi desenvolvido um sistema de absorção pontual que opera de acordo com o conceito indicado na Figura 3.1(a). Este sistema é composto por um corpo flutuante que se encontra directamente acoplado a um gerador linear de magnetos permanentes [37]. O

mesmo conceito é adaptado para a utilização de um segundo corpo oscilante submerso com o objectivo de promover a ressonância do sistema com as ondas incidentes [38].

Em [39] é proposto um sistema oscilante de accionamento directo que utiliza um gerador linear de magnetos permanentes situado no sistema flutuante. Este último, oscila verticalmente ao longo de um mastro fixo ao fundo do mar. O sistema flutuante é composto por um corpo exterior que, ao captar a energia das ondas incidentes, vai forçar a oscilação do corpo interior verificando-se o movimento relativo entre os dois corpos. Os magnetos permanentes estão acoplados ao corpo interior e os enrolamentos de fio condutor encontram-se alojados no corpo exterior.

O sistema desenvolvido por [40] apresenta um conceito semelhante ao anterior. O conversor é composto por 2 corpos concêntricos, estando o corpo interior de forma cilíndrica atracado ao fundo do mar. Por acção das ondas, o corpo flutuante exterior, de forma toroidal, oscila relativamente ao cilindro permitindo o accionamento de um gerador linear plano de magnetos permanentes para gerar energia eléctrica.

Em alguns projectos a investigação e desenvolvimento de conversores de energia por accionamento directo atingiu a fase de implementação e teste. Em 2004 foi instalado, na costa Portuguesa, um protótipo à escala real do sistema *Archimedes Wave Swing*. Este sistema utiliza o conceito ilustrado na Figura 3.1(d) e apresenta uma potência máxima de 2 MW. A conversão de energia mecânica em energia eléctrica é feita através de um gerador linear plano de magnetos permanentes que consegue exercer uma força máxima de 1 MN [41].

No âmbito do projecto *Lysekil*, em 2006 foi implementado o primeiro protótipo de 10 kW na costa marítima Sueca. Em 2009 foram implementados mais 2 protótipos de 10 kW com geradores semelhantes e corpos flutuantes de diferentes dimensões [42].

Em [43] é apresentado o projecto *SeaBeav* que consiste num corpo flutuante que oscila ao longo de um corpo cilíndrico, disposto na vertical. Este último encontra-se atracado ao fundo do mar e serve como estrutura de referência para o deslocamento do corpo flutuante. Neste sistema é utilizado um gerador linear tubular de magnetos permanentes que é directamente accionado pelo corpo flutuante do sistema. Em 2007 foi instalado e testado, em mar aberto, um protótipo de 10 kW com o sistema de conversão referido.

Em 2014 foi desenvolvido um conversor de absorção pontual de accionamento directo com um gerador linear de magnetos permanentes e topologia tubular [44]. O sistema consiste de 2 corpos flutuantes concêntricos e uma placa de amortecimento submersa, semelhante ao conceito ilustrado na Figura 3.1(c). O corpo flutuante exterior capta a energia das ondas e oscila, relativamente ao corpo interior, promovendo o accionamento do gerador linear que se encontra localizado no último corpo referido.

Neste trabalho será proposto um sistema de absorção pontual por accionamento directo de um gerador linear de relutância variável comutado de topologia tubular. O sistema de absorção pontual adoptado encontra-se esquematizado na Figura 3.2. Este sistema tem como base o conceito ilustrado na Figura 3.1(c). O corpo flutuante encontra-se rigidamente acoplado à parte móvel do gerador formando, estes dois elementos, o corpo oscilante do sistema. A parte estática do sistema consiste numa estrutura flutuante submersa com uma placa de amortecimento atracada ao fundo do mar.

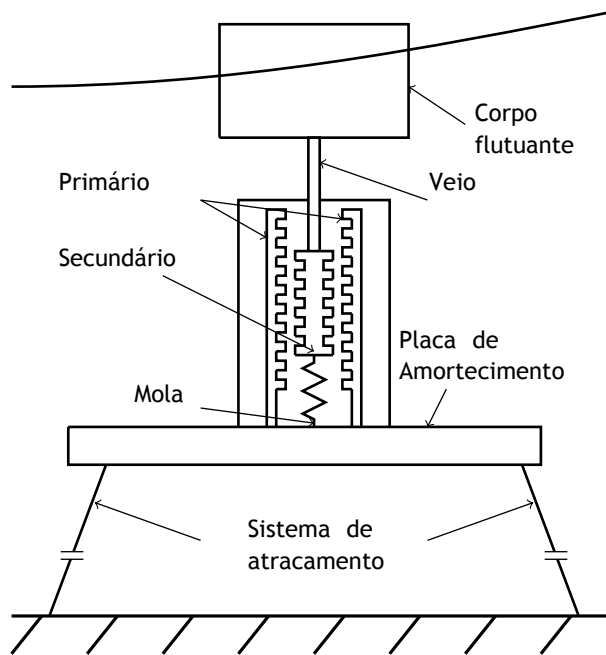


Figura 3.2 Desenho esquemático de um conversor de absorção pontual.

3.1 Extracção de energia das ondas

A extracção de energia das ondas por parte de um sistema de absorção pontual é feita através do corpo flutuante desse sistema. A oscilação do corpo flutuante na água provoca a geração de ondas que interferem, destrutivamente, com as ondas incidentes. Durante este processo de interferência, é transferida energia das ondas para o corpo flutuante. O desempenho de um sistema na captação de ondas é condicionado pela sua capacidade de as gerar [15, 45].

A geometria do corpo flutuante considerado neste estudo assume a forma de um cilindro regular. O conceito de absorção pontual implica que a extensão horizontal do corpo flutuante deva ser muito menor que o comprimento de onda incidente verificando a seguinte condição:

$$k_w a \ll 1 \quad (3.1)$$

onde k_w é o número de onda e a o raio do cilindro. Com esta condição, os fenómenos de difracção e espalhamento de ondas podem ser desprezados e, portanto, apenas são consideradas as forças resultantes das ondas incidentes no corpo facilitando a modelação do sistema [11, 15].

Para corpos de absorção pontual axi-simétricos com deslocamento vertical, apenas parte da energia contida nas ondas pode ser absorvida. Idealmente, o corpo pode absorver, no máximo, 50% da energia contida nas ondas. A energia restante é transportada nas ondas que são radiadas pelo corpo em oscilação. O limite máximo de absorção de energia das ondas verifica-se quando o sistema oscilante se encontra em ressonância com a onda incidente. Nesta situação, a frequência de oscilação do corpo coincide com a frequência da onda incidente e a velocidade do corpo encontra-se em fase com a força nele exercida [15].

A utilização de dispositivos com corpos axi-simétricos é uma técnica de focagem de energia das ondas que permite captar energia de uma frente de onda com largura muito superior à extensão do corpo flutuante. Este fenómeno é denominado por "*efeito de antena*" uma vez que é análogo ao de ondas rádio captadas por um antena sintonizada. A capacidade de focar a energia das ondas permite ao corpo absorver energia de uma frente de onda com uma largura

superior ao seu diâmetro [12].

A largura de onda efectivamente captada pelo corpo, definida por largura de absorção, é dada em [15] pela seguinte expressão:

$$L_{abs} = \frac{P_{abs}}{J_w} \quad (3.2)$$

sendo P_{abs} a potência absorvida pelo corpo flutuante e J_w a densidade de potência por frente de onda definida na expressão (2.27).

O valor máximo teórico para L_{abs} de um corpo axi-simétrico com movimento vertical e sem limite no deslocamento é:

$$L_{abs,max} = \frac{\lambda_w}{2\pi} \quad (3.3)$$

A potência máxima que o corpo flutuante pode absorver das ondas nele incidentes é:

$$P_{abs,max} = J_w L_{abs,max} = J_w \frac{\lambda_w}{2\pi} \quad (3.4)$$

Pela expressão (3.4), verifica-se que o limite teórico de energia absorvida é independente das dimensões do corpo sendo apenas influenciado pelas características das ondas incidentes, neste caso, pelo comprimento de onda.

No entanto, o seu tamanho irá influenciar o comportamento dinâmico do sistema oscilante e, consequentemente, a eficiência de conversão energética. Para um maior diâmetro do corpo, a força de excitação será superior e a amplitude de oscilação menor devido ao aumento da inércia do sistema. Para menores dimensões, o sistema necessitará de oscilar a uma maior amplitude o que poderá ser impraticável do ponto de vista físico. Em termos de modelação, para que os efeitos de difracção possam sejam desprezados, o diâmetro do corpo não deverá ser superior a 20% do comprimento da onda incidente. Contudo, os efeitos viscosos serão tanto mais influentes quanto menores forem as dimensões do corpo [11]. Geralmente, para o corpo flutuante de um sistema de absorção pontual, é adoptado um valor inferior a 10% do comprimento de onda para otimizar a captação de energia [46]. Portanto, a potência absorvida por um corpo de absorção pontual também é condicionada pelas suas dimensões.

3.2 Modelo dinâmico do sistema

Para o estudo do comportamento dinâmico do sistema de absorção pontual considerado neste trabalho, é necessário estabelecer um modelo matemático que descreva a resposta ao movimento da parte oscilante face à sua interacção com as ondas incidentes. A análise será feita dentro da validade da teoria linear das ondas e para um grau liberdade, segundo o eixo vertical z .

De acordo com as hipóteses referidas, quando uma onda incide num corpo flutuante em oscilação, este sofre uma força de excitação F_{exc} , uma força de radiação F_{rad} e uma força de impulsão hidrostática F_H . A força de excitação equivale à força exercida pela onda quando o corpo não se encontra em movimento. A força de radiação é provocada pelas ondas radiadas do corpo devido ao seu movimento oscilatório. A força hidrostática de impulsão resulta da pressão exercida pela água na parte submersa do corpo. Num sistema de absorção pontual, além das forças referidas, o corpo oscilante está sujeito a forças viscosas F_v e a forças de carga F_u exercidas pelos sistemas de extracção de energia e/ou de controlo. As forças de atrito F_a

inerentes aos mecanismos de transmissão poderão também ser significantes no comportamento dinâmico do dispositivo de absorção pontual [15]. Deste modo, a equação do movimento para um corpo oscilante é dada por:

$$m_c \ddot{z} = F_{exc} + F_{rad} + F_H + F_v + F_a + F_u \quad (3.5)$$

em que m_c representa a massa do corpo oscilante e \ddot{z} a sua aceleração vertical.

Geralmente, a análise dinâmica de conversores de energia das ondas com corpos oscilantes é feita através de modelos matemáticos definidos no domínio da frequência. Deste modo, é possível determinar a resposta ao movimento em regime estacionário de corpos excitados por uma onda regular ou pela sobreposição de várias ondas regulares (onda irregular). Esta análise requer que o sistema seja linear, ou seja, que as suas características sejam invariantes no tempo. No entanto, para mecanismos com funcionamento não-linear, como é o caso da maioria das unidades de extracção de potência em sistemas de conversão de energia das ondas, a análise no domínio da frequência não é válida. Por esta razão, sistemas não-lineares devem ser avaliados no domínio do tempo [47, 48].

O dispositivo de absorção pontual considerado neste estudo utiliza um gerador linear de relutância variável como unidade de extracção de potência. Como este tipo de máquina eléctrica é caracterizado por um funcionamento não-linear, o modelo matemático do sistema de conversão de energia das ondas será expresso no domínio do tempo.

Para que o modelo dinâmico do sistema possa ser formulado, é necessário determinar que forças, adicionais às que as ondas provocam no corpo, devem ser ponderadas. Estas, são definidas de acordo com a configuração do dispositivo conversor de energia e da precisão exigida na sua análise. Para efeitos de modelação matemática é considerado o dispositivo de absorção pontual esquematizado na Figura 3.2.

Além das forças provocadas pelas ondas, o corpo oscilante do dispositivo estará sujeito à força electromecânica do gerador linear F_{gen} e à força elástica da mola de retorno F_s . As forças de atrito presentes no sistema não serão consideradas. Entretanto, serão admitidas, no modelo, as forças de amortecimento viscoso F_v resultantes do movimento relativo entre a água e o corpo flutuante. Como os efeitos viscosos limitam o deslocamento do corpo oscilante, a omissão das forças relacionadas com este fenómeno poderá resultar em simulações irrealistas relativamente a amplitudes de deslocamento e de captação de energia [49].

De acordo com as forças consideradas, a equação do movimento (3.5) assume, no domínio do tempo, a seguinte forma:

$$m_c \ddot{z} = F_{exc}(t) + F_{rad}(t) + F_H(t) + F_v(t) + F_s(t) + F_{gen}(t) \quad (3.6)$$

A massa do corpo oscilante m_c compreende a massa da parte móvel do gerador linear m_{gen} e a massa do corpo flutuante m_f . Assim, tem-se:

$$m_c = m_{gen} + m_f \quad (3.7)$$

As expressões que permitem determinar as forças de excitação e de radiação no domínio do tempo t , são dadas em [49, 50]. A força de excitação F_{exc} calcula-se por:

$$F_{exc}(t) = \Re \left[\sum_{k=1}^N \left(\sqrt{2S(\omega_k) \Delta\omega} \right) \tilde{F}_{exc}(\omega_k) e^{i(\omega_k t + \phi_k)} \right] \quad (3.8)$$

em que, para N ondas regulares, $S(\omega_k)$ é o valor do espectro de onda para frequência angular ω_k , $\Delta\omega$ a diferença de frequência entre duas componentes de onda sucessivas, ϕ_k a fase angular da onda k definida aleatoriamente no intervalo $[0, 2\pi]$ e $\tilde{F}_{exc}(\omega_k)$ representa o valor complexo da força de excitação por metro de amplitude de onda no domínio da frequência.

A força de radiação F_{rad} obtém-se pela seguinte relação:

$$F_{rad}(t) = -m_\infty \ddot{z} - \int_0^t K_r(t - \tau) \dot{z}(\tau) d\tau \quad (3.9)$$

onde m_∞ é a massa adicional para frequências infinitas, K_r é a função de resposta ao impulso associada à força de radiação, \ddot{z} a aceleração do corpo flutuante e \dot{z} a sua velocidade.

Os parâmetros $\tilde{F}_{exc}(\omega)$, m_∞ e $K_r(t)$ são obtidos através do *Nemoh*, um *software "open source"* disponibilizado por [51] que utiliza o método de elementos de fronteira (*"Boundary Element Method - BEM"*) para o cálculo de cargas hidrodinâmicas em estruturas marítimas.

Para a força de impulsão hidrostática F_H tem-se:

$$F_H(t) = -\rho_w g A_w z \quad (3.10)$$

com A_w , a área transversal a parte submersa do corpo flutuante e z a posição do corpo oscilante em relação à respectiva posição de equilíbrio. A força de impulsão hidrostática é calculada assumindo que a água exerce, no corpo, uma carga elástica equivalente à força de uma mola de rigidez $\rho_w g A_w$. Os efeitos viscosos F_v são contabilizados pela força de amortecimento quadrático:

$$F_V(t) = -\frac{1}{2} \rho_w C_D A_D |\dot{z} - \dot{\eta}| (\dot{z} - \dot{\eta}) \quad (3.11)$$

onde A_D representa a área da secção transversal do corpo flutuante, C_D o coeficiente de arraste e $\dot{\eta}$ a velocidade vertical do escoamento da água. No presente estudo, o coeficiente C_D é estimado com base nos valores disponibilizados por [52], em função do raio a e da altura h_f do cilindro, e indicados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 Coeficiente de arraste para um corpo flutuante cilíndrico (retirado de [52]).

$\frac{h_f}{2a}$	0	1	2	4	7
C_D	1.12	0.91	0.85	0.87	0.99

A força elástica provocada pela mola de retorno é condicionada pela constante elástica k_s e calcula-se por:

$$F_s(t) = -k_s z \quad (3.12)$$

O último termo definido na equação (3.6) como F_{gen} , representa a força electromecânica do gerador linear de relutância variável. Esta força apresenta uma natureza não-linear e é determinada pelo modelo dinâmico do gerador que será integrado com o modelo matemático do dispositivo de absorção pontual. A força do gerador irá contabilizar a carga associada ao processo de conversão do sistema.

3.3 Dimensionamento do sistema mecânico

O projecto mecânico do sistema de absorção pontual não faz parte do âmbito do presente trabalho de Doutoramento. No entanto, para que o modelo matemático descrito na secção 3.2 possa ser simulado, é necessário estimar a massa total do corpo flutuante, determinar a constante elástica da mola e estabelecer o deslocamento máximo para o corpo oscilante.

A massa do corpo flutuante é condicionada pelo seu volume e pelos materiais que o constituem. De acordo com [53], a maioria dos corpos flutuantes comerciais são constituídos por um núcleo de poliuretano e uma cobertura de polietileno de alta densidade cujas propriedades mecânicas são apresentadas na tabela 3.2.

Tabela 3.2 Propriedades mecânicas do Poliuretano e do Polietileno [53].

Material	Tensão de cedência [Mpa]	Densidade [kg/m ³]
Poliuretano	40	45
Polietileno	30	940

Como já referido, o corpo flutuante considerado é definido por um cilindro regular vertical. A sua extensão horizontal deverá ser inferior a 10 % do comprimento de onda de modo a satisfazer a condição (3.1). Assim, para o diâmetro do corpo flutuante D_f , tem-se :

$$D_f = 2a < 0.1\lambda_w \quad (3.13)$$

Para o volume de um cilindro regular temos:

$$V_f = \pi a^2 h_f \quad (3.14)$$

em que h_f é a altura do cilindro.

A altura do corpo deverá ser suficiente para que a respectiva parte submersa providencie a força de impulsão necessária para o equilíbrio do sistema. Assim, a seguinte condição também deve ser verificada:

$$h_f \geq d_f \quad (3.15)$$

onde d_f representa a altura submersa do corpo flutuante.

Este último parâmetro é determinado assumindo que o corpo oscilante se encontra na posição de equilíbrio, ou seja, que se encontra a flutuar sem a presença de qualquer onda. Nesta situação é considerado que a força elástica da mola é nula e, portanto, a força de impulsão F_I é igual ao peso do corpo oscilante $m_c g$:

$$\pi a^2 d_f \rho_w g = m_c g \Rightarrow d_f = \frac{m_c}{\pi a^2 \rho_w} \quad (3.16)$$

A massa total do corpo oscilante é definida pela massa da parte móvel do gerador m_{gen} e pela massa do corpo flutuante m_f :

$$m_c = m_{gen} + m_f \quad (3.17)$$

O último termo da expressão (3.17) calcula-se por:

$$m_f = \rho_f V_f \quad (3.18)$$

sendo ρ_f a massa específica do material que constitui o corpo flutuante.

De acordo com [54], a frequência natural ω_n do sistema oscilante de um conversor de absorção pontual cilíndrico é dada pela seguinte expressão:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\rho_w g A_w + k_s}{m_c + m_a}} \quad (3.19)$$

em que m_a representa a massa adicional de água para a frequência da onda incidente.

Como já referido, um corpo oscilante consegue máxima eficiência de captação de energia das ondas quando a sua frequência natural coincide com a frequência da onda incidente. Assim, pela expressão (3.19) verifica-se que, ajustando a massa do corpo oscilante ou a constante elástica de mola, é possível criar um movimento oscilante que atinja a ressonância para uma determinada onda.

Relativamente à velocidade linear que o corpo flutuante poderá atingir, o seu valor máximo absoluto v_{max} é dado em [12] por:

$$v_{max} = \omega Z_0 \quad (3.20)$$

em que Z_0 representa a amplitude de oscilação do corpo flutuante.

Capítulo 4

Gerador Linear de Relutância Variável Comutado (GLRVC)

A máquina de relutância de variável comutada é uma estrutura electromecânica de pólos salientes definida por duas partes principais, uma parte fixa e outra móvel. A sua configuração estrutural não possui magnetos permanentes e os enrolamentos que definem as fases eléctricas encontram-se alojados em apenas uma das partes (geralmente na parte fixa). A parte que incorpora os enrolamentos de fase, responsável pela magnetização do núcleo ferromagnético, designa-se por primário e a outra parte, que opera como elemento passivo, por secundário.

De acordo com o tipo de movimento associado à parte móvel, as máquinas de relutância variável comutada podem ser lineares ou rotativas. Como estas duas configurações são homólogas, com excepção da direcção das forças por elas exercidas, os princípios de funcionamento e de análise da máquina rotativa são inteiramente aplicáveis às máquinas lineares [55].

Neste tipo de máquinas, a força desenvolve-se quando a máquina tende a reestruturar-se de modo a atingir a configuração de mínima relutância, ou seja, quando a parte móvel da máquina se desloca para uma posição, relativamente à parte fixa, onde a energia armazenada no campo magnético ligado aos enrolamentos é mínima. Este tipo de máquina apresenta uma natureza não-linear pelo facto da sua indutância de fase ser condicionada pela corrente eléctrica e pela posição relativa da parte móvel. Quanto ao seu modo de operação, sempre que a fase é excitada dentro do período em que a indutância aumenta, a máquina funciona como motor. Quando a fase se encontra excitada durante o decréscimo do valor de indutância, a máquina opera como gerador [56].

De acordo com as referências enunciadas no Capítulo 3, a maioria dos dispositivos de conversão directa da energia das ondas utilizam geradores lineares de magnetos permanentes como sistemas de extracção de potência. No entanto, máquinas lineares com magnetos permanentes necessitam de um sistema complicado de enrolamentos e apresentam um custo elevado na sua construção e montagem. Ao longo do tempo, a operação deste tipo de geradores é afectada pela desmagnetização gradual dos magnetos permanentes o que, para além de reduzir a eficiência de conversão, pode comprometer o bom funcionamento do dispositivo conversor [57].

Pela ausência de magnetos permanentes na sua configuração, a máquina de relutância variável comutada revela-se como uma forte alternativa para gerador linear em dispositivos de conversão directa. É adequada para aplicações de baixa velocidade e apresenta uma construção robusta e de baixo custo sendo caracterizada por uma elevada fiabilidade. Pelo facto de os enrolamentos de fio condutor eléctrico estarem localizados apenas numa parte de máquina (geralmente a parte fixa), é possível dissipar as perdas por efeito de Joule com maior facilidade [58].

A investigação e desenvolvimento de geradores de relutância variável comutados encontra-se mais direccionada para o uso da máquina rotativa. Devido à sua capacidade de operação a velocidade variável, tem sido proposta para sistemas de conversão de energia eólica [59-65] com a avaliação de diferentes configurações estruturais e estratégias de controlo. Este tipo de máquina já foi, também, analisado como gerador eléctrico para aplicações aeronáuticas [66-68], para sistemas de geração com base no aproveitamento de gases de combustão em

automóveis [69] e para o carregamento de baterias em veículos eléctricos híbridos [70].

Como gerador linear, a máquina de relutância variável comutada tem ganho interesse para utilização em dispositivos de conversão directa de energia das ondas. O projecto de um gerador linear de relutância variável comutado de topologia plana é apresentado por [71] para aplicação em dispositivos de absorção pontual. Em [72], é feito o estudo de um gerador linear de relutância variável comutado de topologia plana, onde é proposta uma configuração de enrolamentos com o objectivo de melhorar a densidade de força da máquina. Com a mesma topologia, em [73] é descrito um gerador linear de relutância variável comutado para conversores de energia das ondas do qual é construído, e testado, o respectivo protótipo em laboratório. O mesmo tipo de máquina é proposto e estudado em [57, 74, 75] onde diferentes configurações estruturais de topologia plana e estratégias de controlo são analisadas para aplicações de conversão directa de energia das ondas. Sem aplicação específica, podem ser encontrados em [76-78] trabalhos que envolvem o projecto electromagnético e o controlo deste tipo de geradores.

Como alternativa à topologia plana, a máquina eléctrica linear pode assumir uma estrutura tubular. Para este último caso, a secção transversal mais adoptada é de forma circular podendo, no entanto, assumir a geometria de um polígono regular. A máquina de topologia tubular possibilita superar algumas desvantagens inerentes à máquina linear plana. Relativamente a esta última topologia, a configuração tubular é caracterizada pela ausência de efeitos de borda por apresentar uma estrutura fechada. Além disso, a máquina tubular, nomeadamente a de secção circular, é qualificada pela ausência de forças de atracção segundo a direcção radial devido à sua configuração axi-simétrica [79]. Em máquinas lineares de topologia plana, as forças de atracção magnética são sempre evidentes e, por esta razão, há necessidade de uma estrutura maior para superar as forças referidas e evitar o contacto entre as partes móvel e fixa [80].

Relativamente aos seus aspectos construtivos, as máquinas tubulares de secção transversal circular apresentam, geralmente, núcleos ferromagnéticos sólidos. Quando é necessária a construção de um núcleo ferromagnético laminado para reduzir as correntes de *Foucault*, a aplicação de laminações transversais torna-se mais adequada mas, entretanto, reduz a eficiência da máquina pelo aumento da espessura efectiva do entreferro quando sujeita a um fluxo magnético longitudinal [81]. Apesar de ser uma abordagem mais complexa, a utilização de laminações longitudinais é exequível e foi já realizada por [82] na construção do núcleo ferromagnético de um gerador linear de magnetos permanentes com topologia tubular. Devido à estrutura cilíndrica resultante, há necessidade de um espaçamento variável entre laminações devido à diferença que se verifica entre o diâmetro interno e externo da máquina. Como alternativa, pela disposição de várias topologias planas em torno de um eixo longitudinal de simetria é possível a construção de uma máquina cuja estrutura se aproxima da topologia tubular de secção transversal circular. Esta prática possibilita uma construção mais simples, a qual facilita o uso de laminações longitudinais. Contudo, é caracterizada por maior massa e por perdas energéticas superiores para dimensões equivalentes, em comparação com a estrutura cilíndrica [83].

Para geradores lineares de relutância variável comutados de topologia tubular, a literatura existente é muito escassa. Apenas foi encontrada referência ao projecto e análise electromagnética de um gerador linear tubular de relutância variável comutado de secção circular para utilização em dispositivos de absorção pontual [84]. A maioria dos geradores eléctricos, com esta topologia estrutural, utilizam magnetos permanentes na sua configuração e são aplicados na conversão directa de energia das ondas [80-82, 85-93] e em sistemas de geração eléctrica a partir de motores de combustão interna para veículos híbridos [94]. Outros conceitos de gerador tubular, também para dispositivos de conversão directa de energia das ondas, podem ser encontrados em [79], onde é proposto um gerador de indução e em [95], que propõe a apli-

cação de uma máquina de magnetos permanentes com enrolamentos de fio supercondutor, em alternativa aos fios de cobre convencionais. A vantagem da utilização de fio supercondutor advém da sua capacidade para suportar densidades de corrente elevadas e da sua baixa resistência eléctrica. Estas características permitem aumentar a densidade de força e melhorar a eficiência de conversão, relativamente aos geradores com enrolamentos de cobre. Contudo, a super condução eléctrica só é verificada a baixas temperaturas sendo, por isso, indispensável a utilização de sistemas de refrigeração para criar as condições necessárias, o que aumenta a complexidade da unidade geradora.

4.1 Topologias existentes

A configuração estrutural da máquina de relutância variável comutada condiciona fortemente o seu desempenho sendo pertinente, no seu projecto, a selecção adequada da sua geometria e dos seus materiais de acordo com os requisitos funcionais da máquina.

A máquina linear de relutância variável comutada em estudo é caracterizada por um movimento linear para operação em modo gerador. Para este tipo de máquina pretende-se identificar as geometrias tubulares existentes, assim como derivar novas configurações por adaptação de estruturas utilizadas em máquinas lineares de topologia plana ou máquinas rotativas. Independentemente da sua configuração (linear ou rotativa), a máquina de relutância variável comutada possibilita, para uma mesma geometria, a operação como elemento actuador e/ou gerador alterando apenas a estratégia de controlo a nível do conversor electrónico de potência.

Com referência a máquinas rotativas de relutância variável comutada, a configuração convencional é caracterizada por uma estrutura de dupla saliência devido à presença de elementos salientes (denominados por dentes ou pólos) na parte móvel (rotor) e fixa (estator). Para o funcionamento como motor, o número de dentes em ambas as partes deve ser diferente para que seja sempre possível exercer binário em consequência da variação da relutância magnética. Nesta configuração, os enrolamentos de fio condutor eléctrico que compõem as fases da máquina envolvem as saliências do estator. Este tipo de máquinas pode ser diferenciado pela relação entre o número de dentes da parte móvel e da parte fixa, obtendo-se diferentes características de funcionamento para cada configuração. Em [96] são analisados três configurações de motores de relutância variável comutados com este tipo de geometria mas de diferentes relações entre o número de dentes do estator e do rotor. As estruturas avaliadas são de 10/8 (10 dentes no estator para 8 dentes no rotor) com três fases, de 8/6 com 4 fases e 6/4 com três fases, e encontram-se ilustradas na Figura 4.1. De modo a melhorar o binário desenvolvido, são também adoptadas configurações que envolvem a estrutura convencional mas fazem uso de um maior número de saliências no rotor, relativamente ao estator [97, 98].



Figura 4.1 Diferentes configurações de uma máquina de relutância variável comutada rotativa (adaptado de [96]).

De acordo com [55], a geometria de um actuador linear de relutância pode ser derivada da geometria primitiva da máquina rotativa convencional a partir da qual, é possível obter uma máquina de topologia plana ou tubular. Nesta última referência, são propostas as geometrias e respectivas metodologias de dimensionamento para actuadores lineares trifásicos de topologia plana unilateral (Figura 4.2(a)), de topologia plana bilateral (Figura 4.2(b)) e de topologia tubular (Figura 4.2(c)). No caso do actuador linear de topologia tubular, os enrolamentos de fio condutor eléctrico que compõem as três fases, encontram-se concêntricos com as estruturas tubulares das partes fixa e móvel. Estas são compostas por fracções de material ferromagnético laminado separadas por segmentos de material isolante. No caso dos actuadores lineares de topologia plana, os enrolamentos das várias fases envolvem as saliências da parte em que se encontram.

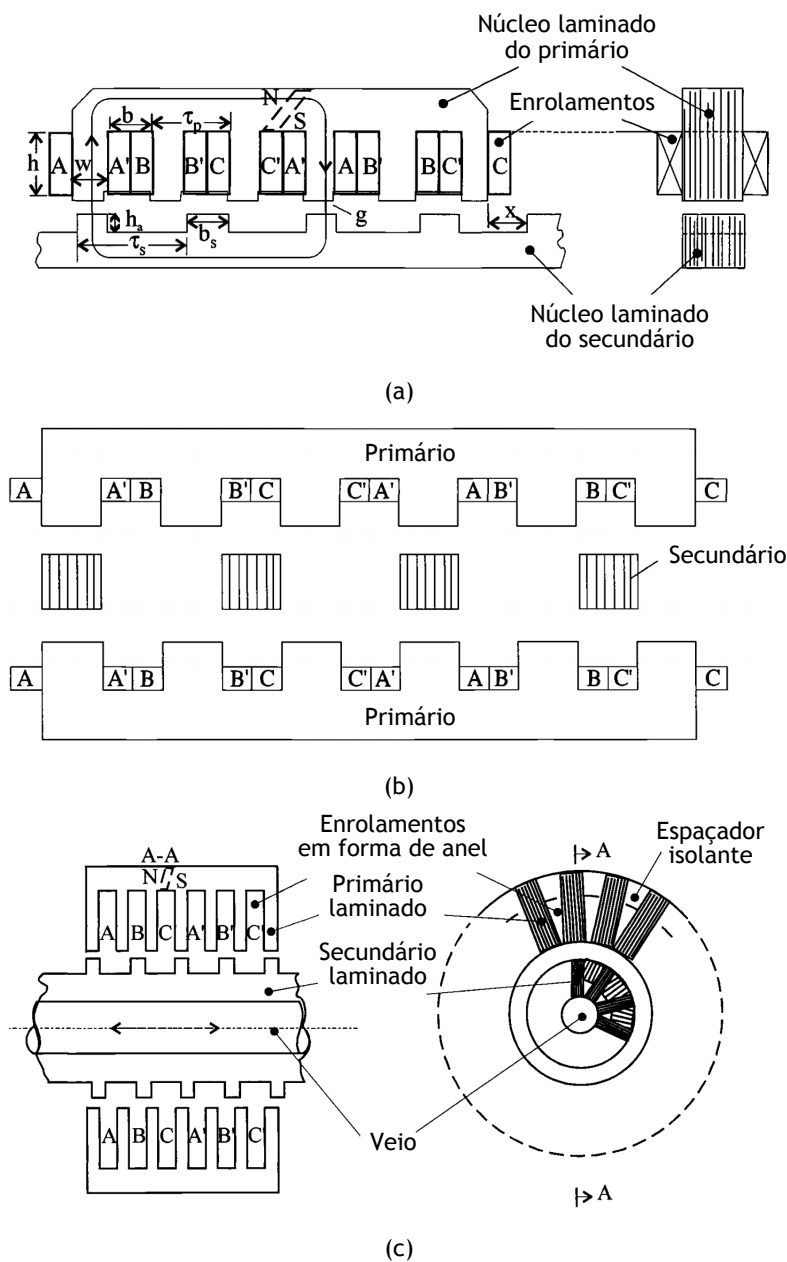


Figura 4.2 Desenho esquemático de uma máquina linear de relutância variável comutada com: a) topologia plana unilateral (6/4), b) topologia plana bilateral (6/4) e c) topologia tubular (7/5) (adaptado de [55]).

Continuando a identificação de topologias tubulares existentes para máquinas lineares de relutância variável, dado esta ser a topologia de interesse a desenvolver, em [99, 100] é apresentado um actuador linear de relutância variável com 4 fases eléctricas. A mesma topologia é proposta por [101, 102] como actuador linear com aplicação numa válvula de assistência ao sistema cardiovascular. O actuador referido é constituído por circuitos magnéticos individuais, para cada enrolamento de fase, separados por anéis de material não-magnético, como ilustrado na Figura 4.3. Nesta aplicação, o núcleo ferromagnético não apresenta laminações e, por isso, assume a forma de um sólido de revolução.

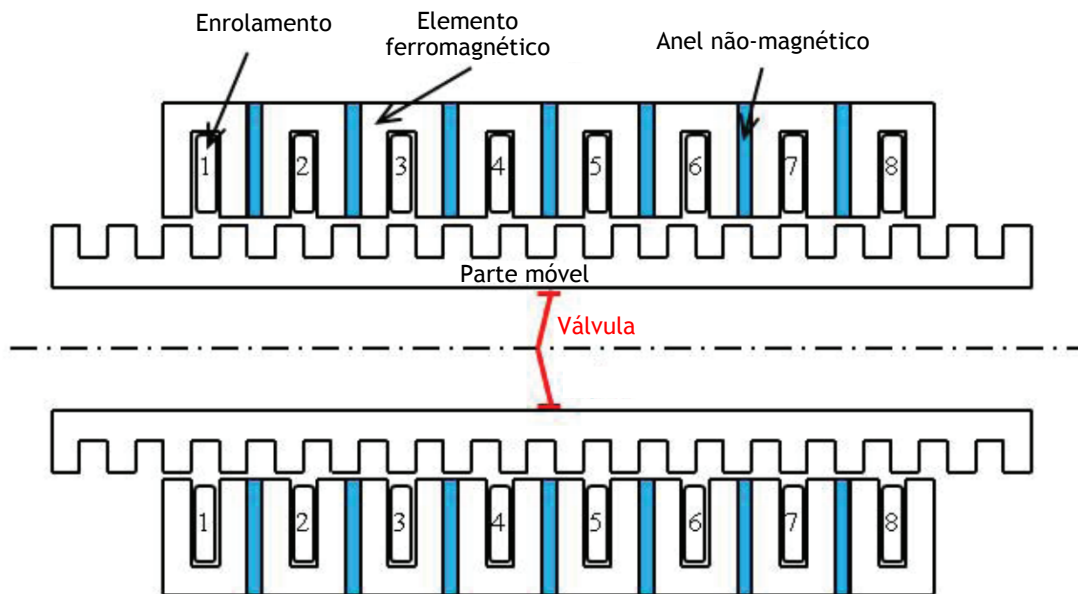


Figura 4.3 Desenho esquemático da estrutura básica de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia tubular com 4 fases e circuitos magnéticos separados (adaptado de [101]).

Em [103] pode ser encontrada uma máquina linear de fluxo transversal com topologia tubular, cuja configuração pode ser observada na Figura 4.4. Esta máquina apresenta uma configuração longitudinal semelhante à máquina linear plana bilateral e uma secção transversal idêntica à da máquina rotativa convencional. Cada fase eléctrica é composta por 4 enrolamentos que se encontram envolvidos nos pólos salientes da máquina. O secundário é formado por discos ferromagnéticos que permitem estabelecer os circuitos de fluxo magnético ilustrados na Figura 4.4(b), quando alinhados com os pólos do primário.

Outros tipos de geometria propostos para máquinas lineares de relutância variável comutada têm como base as topologias planas análogas à ilustrada na Figura 4.2(a). Em [104] é indicado o procedimento base para projecto de um actuador linear plano unilateral o qual segue a geometria primitiva já mencionada, com os enrolamentos de fase situados na parte fixa da máquina. A configuração plana bilateral é adoptada por [73, 77] para um gerador linear de relutância variável comutada. Seguindo a mesma topologia, mas com os enrolamentos de fase presentes na parte móvel da máquina, em [105, 106] é proposto um motor linear de relutância variável comutada com aplicação em sistemas de transporte por carris onde é feito o estudo entre as topologias plana unilateral e plana bilateral deste tipo de motor (Figura 4.5).

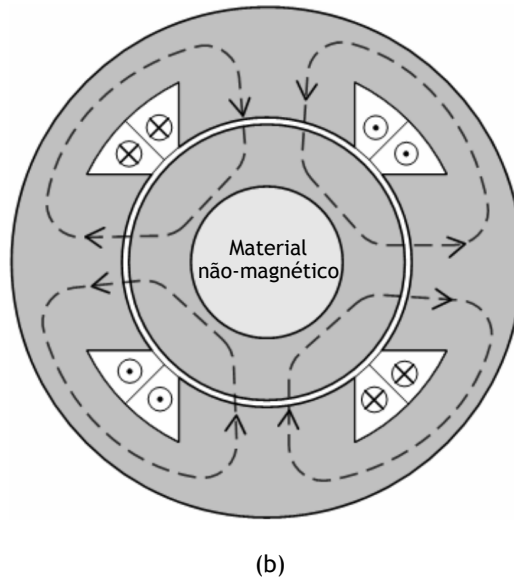
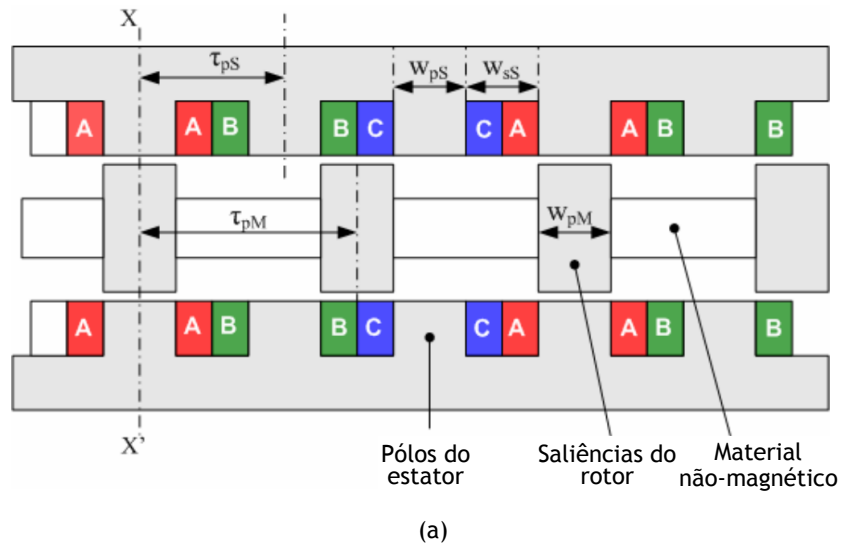


Figura 4.4 Máquina linear de relutância variável comutada de topologia tubular e fluxo transversal: (a) secção longitudinal e (b) secção transversal (adaptado de [103]).

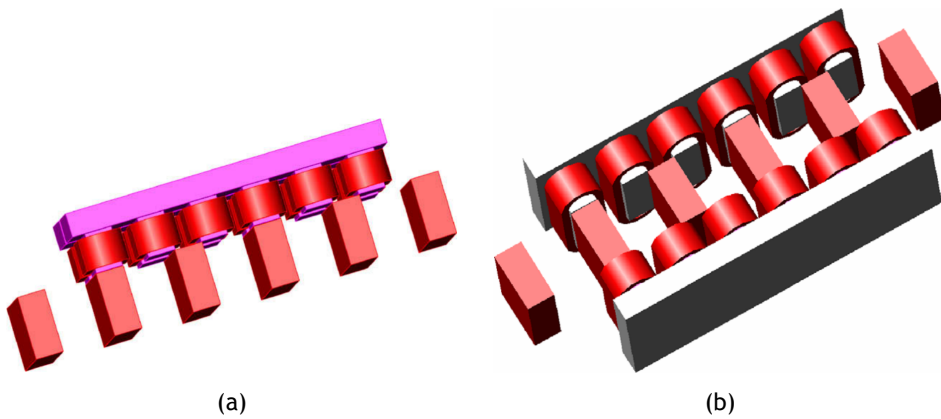


Figura 4.5 Actuador linear de relutância variável comutado para transporte sobre carris: (a) topologia plana unilateral e (b) topologia plana bilateral (adaptado de [106]).

Em [107] é proposto um actuador linear de topologia plana bilateral de 4 fases e elevada densidade de força para sistemas de transporte vertical. Do mesmo modo que o modelo referenciado na Figura 4.5(b), este possui os enrolamentos de fase na parte móvel diferindo, no entanto, pelo facto desta última corresponder ao elemento interior da máquina, como ilustrado na Figura 4.6.

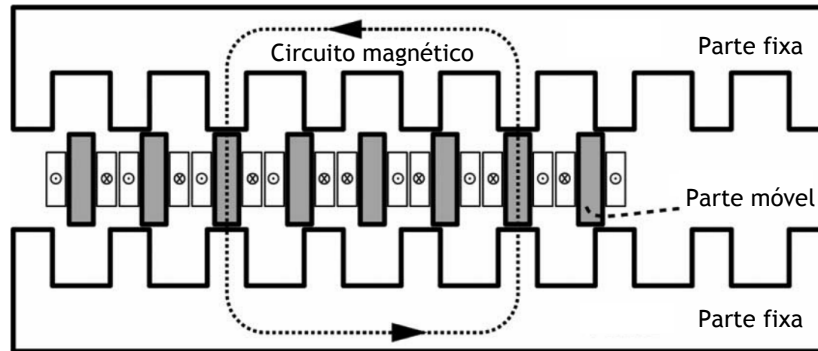


Figura 4.6 Esquema de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia bilateral com aplicação em transportes verticais (adaptado de [107]).

Uma nova configuração, com base no actuador linear de topologia plana bilateral, é proposta por [108, 109] à qual é acrescentado um elemento saliente central à parte fixa da máquina. A parte móvel interior é formada por duas componentes com saliências iguais às que compõem o elemento central da parte fixa. Esta configuração estrutural, esquematizada na Figura 4.7, é caracterizada por elevada densidade de força.

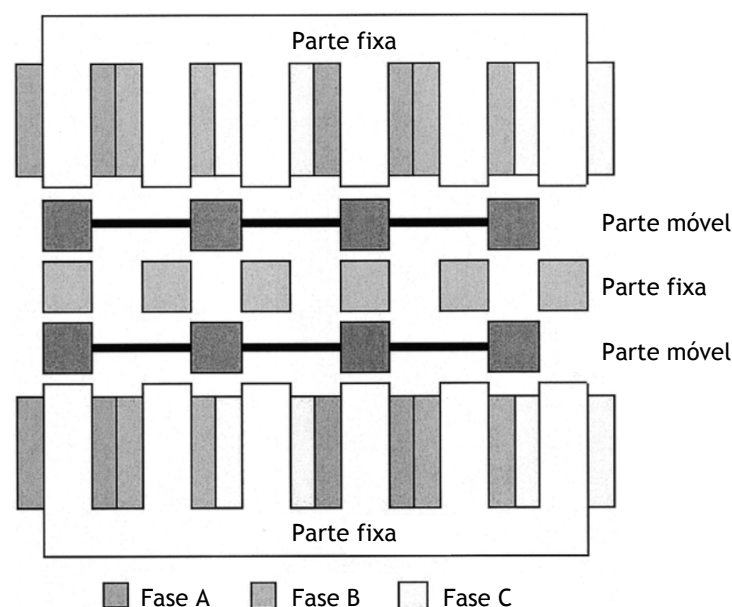


Figura 4.7 Esquema de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia plana e alta densidade de força (adaptado de [109]).

As diferentes configurações estruturais de topologia plana referidas anteriormente são analisadas em [110] como possíveis soluções para sistemas de propulsão vertical. O estudo compreende a comparação de 4 actuadores com os enrolamentos de fase alojados na parte móvel.

Na Figura 4.8 encontra-se o desenho esquemático de uma máquina linear de relutância variável comutada bilateral a qual é caracterizada por apresentar um posicionamento diferente para os enrolamentos de fase e por possuir 2 dentes em cada pólo magnético saliente. Este tipo de geometria foi já adoptada para gerador linear com aplicação na conversão de energia das ondas [74, 111], para actuador linear plano unilateral em sistemas automatizados de fabrico de precisão [112] e em transporte por levitação [113].

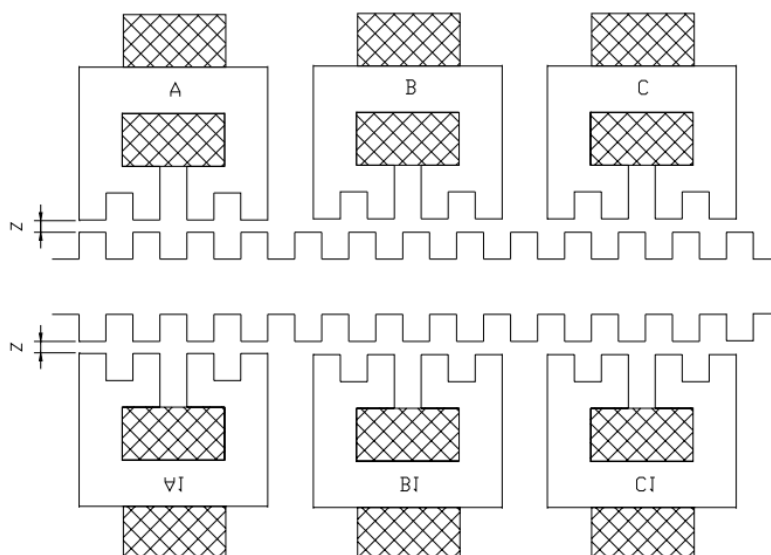


Figura 4.8 Desenho esquemático de um gerador linear de relutância variável comutado de topologia plana bilateral com 2 dentes por pólo magnético (adaptado de [74])

Um diferente conceito de máquina linear de relutância variável comutada pode ser encontrado em [114], a qual não apresenta saliências na parte móvel. Em alternativa, é formada por um material não-magnético com segmentos de material magnético de geometria bem definida. Estes segmentos permitem a variação da relutância do sistema para diferentes deslocamentos. Os pólos salientes contidos na parte fixa apresentam uma geometria adequada à forma dos segmentos presentes na parte móvel, como ilustrado na Figura 4.9.

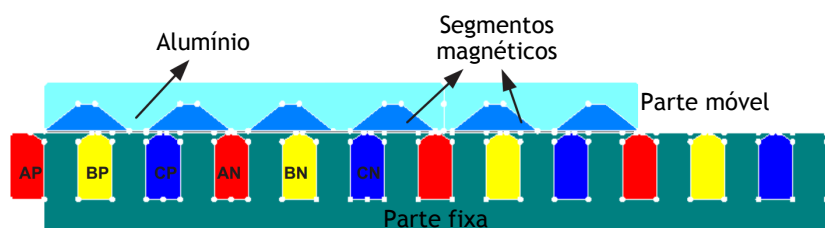


Figura 4.9 Geometria de um actuador linear de relutância variável comutado segmentado (adaptado de [114]).

Independentemente da configuração estrutural adoptada, a alteração da geometria das saliências da máquina poderá, também, contribuir significativamente para a sua eficiência de conversão. Em [115, 116] a geometria dos dentes salientes de um gerador rotativo de relutância variável comutado é optimizada para aplicações de geração a baixas velocidades. No caso do actuador linear estudado em [117], são analisadas diferentes formas geométricas de dentes com o objectivo de determinar qual a que permite desenvolver maior força de actuação. Em [118] foi avaliada a influência da forma das saliências na capacidade de geração de uma máquina

linear de relutância variável comutada de topologia tubular. Na Figura 4.10 é feita a ilustração dos quatro tipos de geometria avaliados.

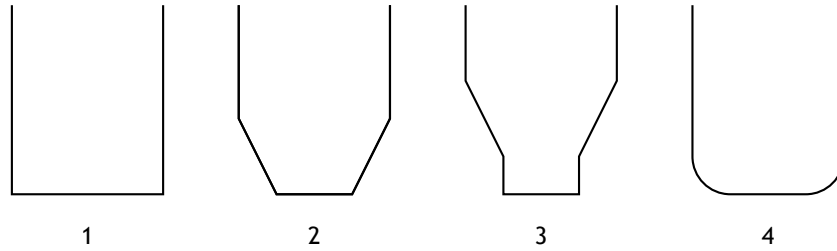


Figura 4.10 Diferentes formas de saliências avaliadas em [118].

Para cada forma geométrica foram analisadas várias combinações dimensionais para as quais foi, através do método de elementos finitos, estimado o valor máximo para a densidade de fluxo magnético B_{max} e determinada a razão entre as indutâncias na posição de alinhamento L_a e na posição de não-alinhamento L_u . Recorrendo a este último parâmetro qualitativo, foi seleccionada a melhor combinação dimensional para classificar a respectiva forma de saliência. Os resultados obtidos encontram-se expostos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 Características electromagnéticas do GLRVC tubular para as formas de saliência analisadas em [118].

Forma geométrica	B_{max} [T]	$\frac{L_a}{L_u}$
1	2.11	1.65
2	1.90	1.88
3	2.24	1.93
4	1.71	1.86

4.2 Conversor de potência

Para o funcionamento da máquina de relutância variável comutada é necessária a selecção de um conversor electrónico de potência adequado. Por acção dos comandos estabelecidos pelo controlador, o conversor permite estabelecer os instantes em que as fases eléctricas se encontram excitadas e ajustar o valor da corrente eléctrica que as percorre [119]. Assim, é possível estabelecer os modos de funcionamento da máquina, que pode funcionar como motor ou como gerador, e regular o fluxo de energia desta. Em [120] e em [121] são identificados vários conversores electrónicos de potência com aplicação em actuadores de relutância variável. Das configurações identificadas serão apenas referidas as mais adequadas para operações de geração eléctrica.

Os conversores são classificados pela relação entre o número de interruptores electrónicos e o número de fases eléctricas. A ponte em H assimétrica é o conversor que mais interruptores utiliza sendo, para cada fase, utilizados 2 interruptores para controlar a sua magnetização e 2 díodos para devolver a energia armazenada no campo magnético à fonte de tensão, como ilustrado na Figura 4.11. A utilização de 2 interruptores por fase permite maior flexibilidade na estratégia de controlo pelo facto de possibilitar a utilização de um circuito fechado de tensão nula.

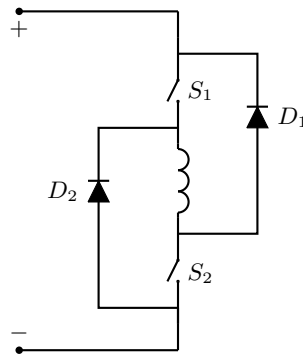


Figura 4.11 Conversor de potência em ponte assimétrica para uma fase (adaptado de [120]).

O conversor bifilar, ilustrado na Figura 4.12, é caracterizado por uma configuração simples que requer apenas um interruptor eletrônico e um diodo por cada fase. No entanto, tem a desvantagem de necessitar de um enrolamento para o processo de magnetização da fase e outro para devolver a energia armazenada no campo para a fonte de excitação. Apesar de ser menos complexo, este conversor torna-se limitador na implementação de estratégias de controle.

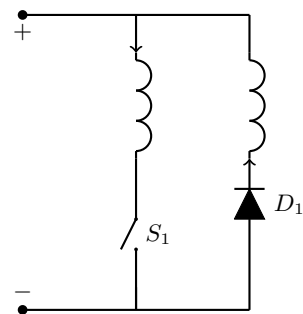


Figura 4.12 Conversor de potência bifilar para uma fase (adaptado de [120]).

Na Figura 4.13 é ilustrado um grupo diferente de conversores o qual é definido por um número de interruptores superior, em uma unidade, ao número de fases elétricas da máquina q . A presença de diodos permite que a energia magnética de cada fase seja devolvida para a fonte de excitação. Porém, fases adjacentes partilham a utilização de componentes eletrônicos não possibilitando o controle da corrente elétrica quando as fases operam em simultâneo.

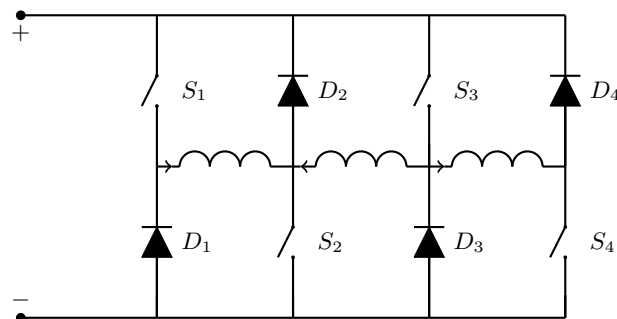


Figura 4.13 Conversor de potência $q+1$ para três fases (adaptado de [120]).

Esta última limitação é ultrapassada na configuração esquematizada na Figura 4.14. A cada fase elétrica é dedicado um interruptor eletrônico responsável pela sua magnetização. É utilizado um condensador para armazenar a energia gerada a qual é regulada para a fonte

por acção de um interruptor electrónico. Este último elemento permite que, na estratégia de controlo, seja estabelecido um circuito fechado com tensão nula aos terminais da fase.

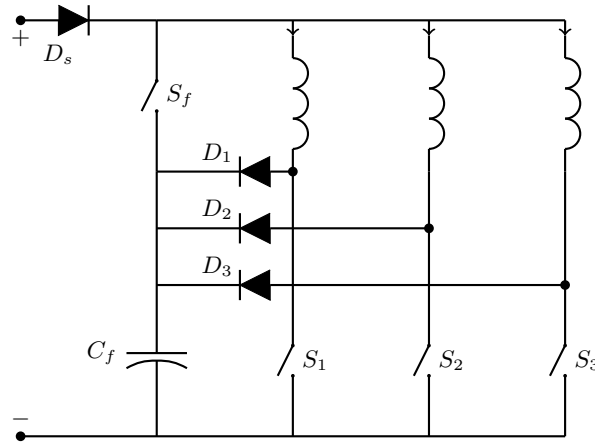


Figura 4.14 Conversor de potência *C-dump* para três fases (adaptado de [120]).

Todos os conversores requerem a utilização de uma fonte externa para que as fases possam ser magnetizadas. Em paralelo com a fonte externa é comum colocar um condensador para regular a tensão e armazenar a energia regenerada. Além do conversor de potência dedicado ao controlo dos processos de conversão electromagnética da máquina de relutância variável comutada, poderá ser útil incorporar um circuito conversor para elevar ou reduzir a tensão da fonte para o barramento DC ou, no caso de geração eléctrica, regular o seu valor para que possa ser, adequadamente, entregue a uma carga eléctrica.

Das configurações identificadas, o conversor de ponte em H assimétrico é o circuito electrónico convencional adoptado para este tipo de máquinas. É uma solução bastante prática para aplicação em geradores de relutância variável comutados apesar de ser caracterizado por um valor de tensão na saída variável, devido ao processo de auto-excitação. Contudo, a sua utilização com fonte de excitação separada permite reduzir a instabilidade da tensão [122]. É dos conversores que requer menor potência aparente para o seu funcionamento sendo, também, classificado como uma solução económica [121]. A sua utilização é verificada, não só, em geradores rotativos [123] como também em geradores lineares [73,74]. Devido à sua viabilidade de aplicação, o conversor assimétrico será adoptado para os geradores em estudo e, por isso, apenas este conversor será alvo de análise no presente trabalho. Na Figura 4.15 encontra-se ilustrada a configuração adoptada do circuito electrónico de potência do conversor assimétrico. A cada fase eléctrica k do gerador encontra-se associada uma ponte em H, a qual é formada por dois interruptores electrónicos ($S_{1,k}$ e $S_{2,k}$) e dois díodos de roda livre ($D_{1,k}$ e $D_{2,k}$). A tensão de excitação das fases e a tensão aplicada à carga R_L é fornecida pelo condensador C . Este último elemento é responsável por fornecer a energia durante o período de excitação, assim como armazenar a energia gerada pela máquina. No entanto, é necessária uma fonte externa para alimentar o condensador com a energia necessária para que o primeiro ciclo de conversão possa ser iniciado.

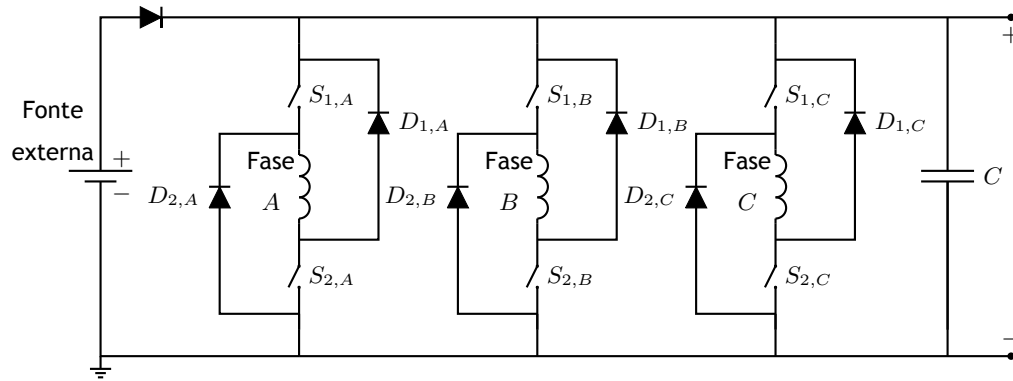


Figura 4.15 Conversor electrónico de potência assimétrico para gerador de relutância variável comutado trifásico.

Para que os valores de intensidade de corrente eléctrica sejam estabelecidos atempadamente, poderá ser necessário, para o efeito, um valor elevado de tensão no barramento DC do conversor. No entanto, valores elevados de tensão podem ser inapropriados para alimentar a carga do sistema de geração e, por esta razão, devem ser reduzidos para valores mais adequados. Além disso, dado ser um sistema auto-excitado, a tensão do barramento deve ser mantida perto do valor de referência e, por isso, regulada de acordo com balanço energético do sistema. Para o efeito, será admitido um estágio conversor DC/DC para condicionar o fluxo de energia entregue pelo sistema de geração eléctrica, como esquematizado na Figura 4.16. Este método é proposto em [124] para regular a tensão do barramento em função da velocidade do gerador com a finalidade de atingir a máxima eficiência de conversão.

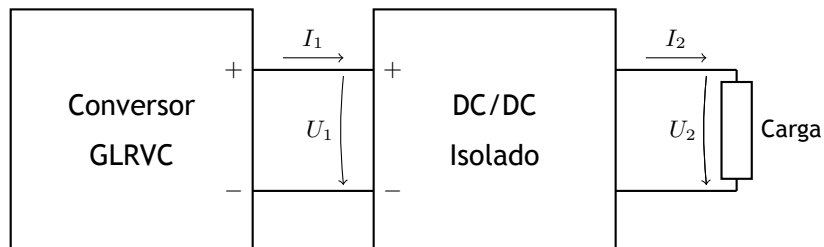


Figura 4.16 Desenho esquemático do sistema de geração com um estágio de conversão DC/DC.

O conversor DC/DC pretendido é destinado a operar a uma potência eléctrica elevada e deve reduzir o valor de tensão eléctrica à sua entrada. De acordo com estes requisitos é considerado, neste trabalho, o conversor de ponte em H isolado cujo circuito está ilustrado na Figura 4.17. Esta topologia é proposta em [125] para sistemas de conversão de energia eólica onde é feita a transformação de uma tensão de 4 kV para 6 kV a uma potência nominal de 2.4 MW.

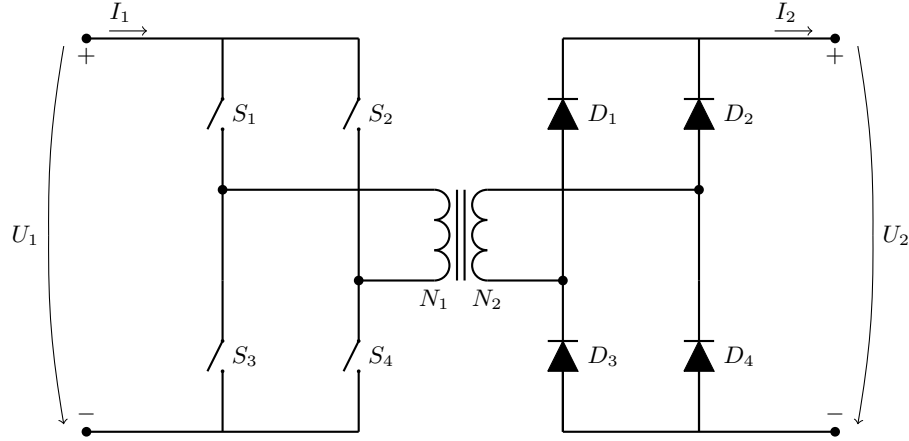


Figura 4.17 Circuito ideal do conversor de ponte em H isolado (adaptado de [126]).

O conversor DC/DC referido permite o isolamento eléctrico entre o conversor de potência do gerador eléctrico e a carga, através de um transformador. Este último elemento define a razão de transformação entre o valor da tensão do conversor de potência e a tensão a ser transformada, permitindo que o fluxo de energia entregue à carga seja regulado. Para o presente trabalho, apenas é de interesse ajustar a largura de pulso do sinal de controlo do conversor DC/DC para controlar a energia fornecida pelo sistema de geração e, por consequência, regular a tensão do barramento. Por esta razão, os parâmetros físicos que definem o conversor DC/DC não serão dimensionados e, apenas, será assumido o seu modelo ideal. Este modelo relaciona, a uma frequência de comutação constante, os valores médios da tensão e da corrente eléctrica à entrada do conversor (\bar{U}_1 e \bar{I}_1) com as mesmas grandezas aos seus terminais de saída (\bar{U}_2 e \bar{I}_2).

De acordo com [126], para estas grandezas tem-se:

$$\bar{U}_2 = 2\bar{U}_1 \mathcal{D} \frac{N_2}{N_1} \quad (4.1)$$

$$\bar{I}_1 = 2\bar{I}_2 \mathcal{D} \frac{N_2}{N_1} \quad (4.2)$$

onde N_1 representa o número de espiras do enrolamento primário do transformador, N_2 o número de espiras do enrolamento secundário do transformador e \mathcal{D} o *duty-cycle* do sinal de controlo.

Em conversores de potência, os dispositivos mais utilizados para a função de interruptor electrónico são o IGBT e o MOSFET pela sua capacidade de operação a potências e frequências de chaveamento elevadas. Ambos os componentes são controlados por tensão e a sua selecção é feita de acordo com as condições de operação a que o conversor estará sujeito. Comparativamente ao IGBT, o MOSFET possibilita frequências de comutação superiores e apresenta menos perdas energéticas durante este processo. O MOSFET é adequado para frequências de operação superiores a 200 kHz em aplicações de baixa tensão eléctrica (< 300 V) e potências inferiores a 10 kW. No entanto, para tensões eléctricas superiores a 600 V e potências elevadas (> 5 kW) o IGBT é preferível quando a frequência de operação é inferior a 20 kHz [127].

4.3 Princípios de conversão energética

Os fundamentos que envolvem a conversão de energia em máquinas de relutância variável comutadas podem ser encontrados, detalhadamente, em [55, 120, 124].

A estrutura particular das máquinas de relutância variável comutadas, geralmente de dupla saliência, permite que o circuito magnético associado a cada fase eléctrica apresente diferentes valores de relutância magnética para posições distintas da parte móvel em relação à parte fixa. Quando, neste circuito, é estabelecido um campo magnético, é desenvolvida uma força electromagnética que procura mover a parte móvel para a posição relativa de menor relutância de modo a minimizar a energia do sistema. A referida posição, designada por posição de alinhamento z_a , é caracterizada pela configuração estrutural onde as saliências da parte móvel se encontram alinhadas com as saliências da parte fixa. Nesta situação, a indutância própria da fase tem a possibilidade de atingir o seu valor máximo. Para outras posições relativas entre a parte móvel e a parte fixa verifica-se o desalinhamento das saliências. Nestas configurações, o circuito magnético da fase eléctrica é definido por valores de relutância magnética superiores, existindo uma posição para a qual, a relutância magnética é máxima. Esta posição é designada por posição de não-alinhamento z_u e é caracterizada pelo valor mínimo que a indutância própria de fase pode atingir.

Para as várias posições relativas, compreendidas entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento, a máquina de relutância variável comutada exhibe diferentes características magnéticas. Estas são, por norma, representadas pelas curvas de magnetização ilustradas na Figura 4.18(a). As curvas indicam a variação do fluxo ligado λ com a corrente eléctrica na fase i sendo, a primeira grandeza, dada por:

$$\lambda(i, z) = N_f \phi \quad (4.3)$$

em que N_f indica o número de espiras da fase e ϕ o seu fluxo magnético.

Pelas curvas de magnetização é possível caracterizar a indutância própria de uma fase L em função da posição e da corrente pela seguinte expressão:

$$L(i, z) = \frac{\lambda(z, i)}{i} \quad (4.4)$$

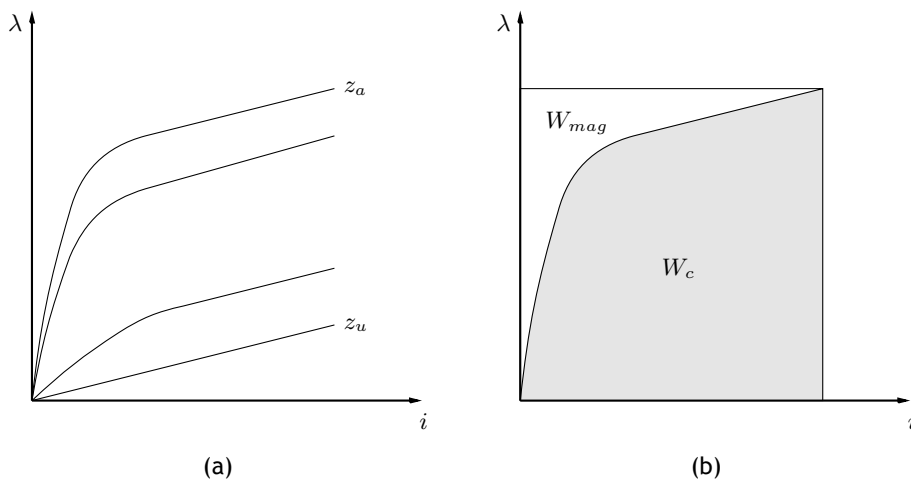


Figura 4.18 Características de magnetização da máquina de relutância variável comutada: (a) curvas de magnetização e (b) W_{mag} e W_c (Adaptado de [124]).

As curvas de magnetização permitem determinar a quantidade de energia associada ao processo de conversão electromagnética da máquina de relutância variável comutada. Na sua análise, é feita a diferenciação de dois tipos de energia complementares, a energia magnética W_{mag} e a co-energia magnética W_c . A energia magnética quantifica a energia armazenada pelo campo magnético quando a fase se encontra activa. De acordo com a Figura 4.18(b), esta é determinada pela área acima da respectiva curva de magnetização sendo, matematicamente, dada pela seguinte expressão:

$$W_{mag}(\lambda, z) = \int_0^\lambda i \, d\lambda \quad (4.5)$$

Para uma dada posição relativa, a co-energia corresponde à área abaixo da respectiva curva de magnetização e calcula-se por:

$$W_c(i, z) = \int_0^i \lambda(i, z) \, di \quad (4.6)$$

Para um valor máximo de corrente I_{max} , a variação da co-energia entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento corresponde à maior quantidade de energia disponível para conversão em cada ciclo de trabalho da máquina [128]. Para cada posição, a forma da respectiva curva é modificada pelo nível de saturação do núcleo ferromagnético. Na ausência de saturação, o fluxo ligado varia linearmente com o valor da corrente eléctrica e a energia magnética é igual à co-energia magnética. As curvas referentes às posições de alinhamento e de não-alinhamento são caracterizadas, respectivamente, pelas indutâncias próprias L_{au} e L_u . Quando se verifica a saturação do núcleo ferromagnético, a variação do fluxo ligado com a corrente diminui, sendo cada vez mais reduzida quanto maior o nível de saturação. O fenómeno de saturação tem influência na energia disponível para conversão e, consequentemente, na força que a máquina pode desenvolver.

A força linear F_{em} que resulta do processo de conversão electromecânica da máquina é expressa através de:

$$F_{em}(i, z) = \left. \frac{\partial W_c(i, z)}{\partial z} \right|_{i=const.} \quad (4.7)$$

Assumindo a hipótese de que a máquina opera em regime linear, ou seja, que o seu núcleo ferromagnético não se encontra saturado, a força é dada por:

$$F_{em}(i, z) = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(z)}{\partial z} \quad (4.8)$$

Na Figura 4.19 encontram-se representadas as curvas de magnetização idealizadas para as posições de alinhamento e de não-alinhamento com o núcleo ferromagnético saturado e não-saturado. A energia disponível para conversão W_{conv} é definida pela área a sombreado. O efeito de saturação implica que uma maior parte da energia de excitação esteja disponível para conversão. Assim, a potência aparente que o conversor deve suportar é menor, relativamente a uma máquina não-saturada com as mesmas características electromagnéticas. No entanto, seguindo a mesma ordem de comparação, quando a máquina opera no regime linear, para o mesmo valor de corrente, a capacidade de conversão energética para as mesmas dimensões é superior [129].

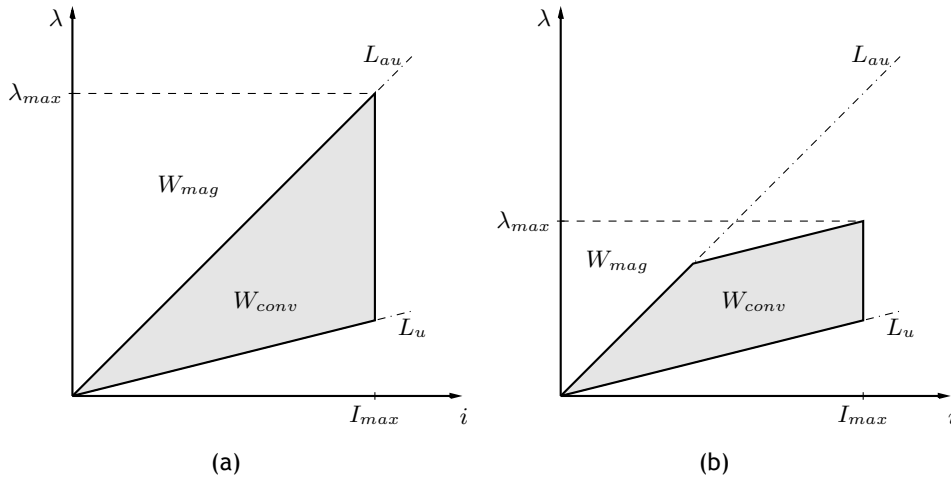


Figura 4.19 Curvas de magnetização idealizadas para as posição de alinhamento e de não-alinhamento com: (a) núcleo não-saturado e (b) núcleo saturado (Adaptado de [129]).

Na Figura 4.20 encontra-se representada a variação linear da indutância da fase com a posição relativa entre as partes móvel e fixa da máquina linear de relutância variável comutada. Devido ao padrão estrutural característico deste tipo de máquinas, quando a parte móvel se desloca apenas num sentido, a variação da indutância (ou relutância magnética) de cada fase apresenta um perfil simétrico periódico, o qual é caracterizado por aproximações e afastamentos sucessivos da posição de alinhamento. Na zona onde se verifica a aproximação da posição de alinhamento, a taxa de variação da indutância da fase L com a posição z é positiva. Quando o afastamento ocorre, a referida taxa variação é negativa.

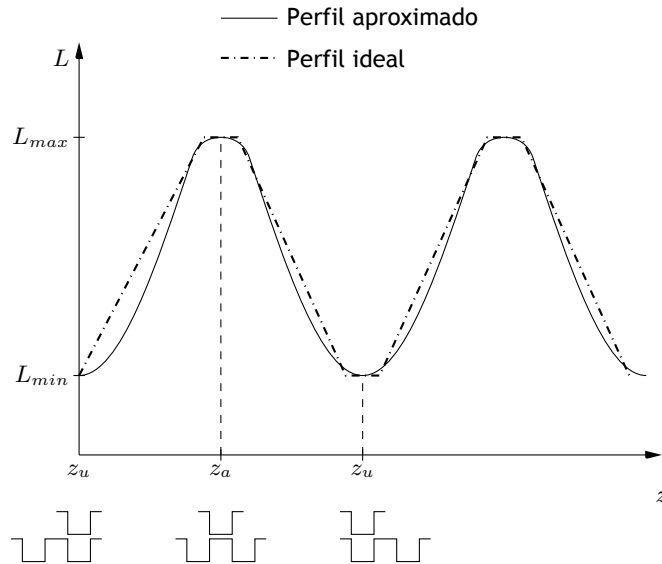


Figura 4.20 Perfil típico referente à variação da indutância da fase com a posição.

Pela excitação das fases eléctricas nas zonas de aproximação ou afastamento da posição de alinhamento, a máquina opera, respectivamente, como actuador ou como gerador. No primeiro caso, quando um dada corrente eléctrica circula pelos enrolamentos da fase, o fluxo magnético ligado a essa corrente procura restituir a parte móvel para a posição de alinhamento e, como resultado, surge uma força electromecânica para o efeito. Considerando que a componente da força perpendicular ao movimento é nula, apenas é evidente a componente da força que

actua na direcção do deslocamento tendo, nesta situação, o mesmo sentido, o qual favorece o alinhamento das saliências. Assim, a parte móvel desenvolve um força linear mecânica. O mesmo fenómeno é verificado quando a parte móvel do gerador é solicitada para o afastamento da posição de alinhamento. Contudo, neste caso, a força linear electromagnética desenvolvida é de sentido contrário ao movimento. Na existência de uma força linear mecânica externa à máquina que permita superar a referida força electromagnética, é conseguido o afastamento da posição de alinhamento pelo qual se dá o aumento da relutância magnética da fase e, por consequência, a redução do fluxo magnético desta para o mesmo valor de corrente eléctrica. É por acção desta força, que resiste ao movimento, que se dá a extracção de energia mecânica da parte móvel da máquina [130, 131]. A equação que rege o comportamento transitório de cada fase eléctrica é dada em [107] por:

$$\begin{aligned} u &= R_a i + \frac{d\lambda(z, i)}{dt} \\ &= R_a i + L(i, z) \frac{di}{dt} + i \frac{dz}{dt} \frac{dL(i, z)}{dz} \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde u é a tensão aplicada aos terminais da fase e R_a a resistência eléctrica dos seus enrolamentos.

O último termo da equação (4.9) representa a força contra-electromotriz emf desenvolvida pela fase:

$$emf = i v \frac{dL(i, z)}{dz} \quad (4.10)$$

com $v = \frac{dz}{dt}$ a velocidade da parte móvel da máquina linear de relutância variável comutada.

A resistência ao movimento mecânico manifesta-se no circuito electromagnético pelo desenvolvimento de uma força contra-electromotriz aos terminais do enrolamento de fase. Esta força contra-electromotriz procura estabelecer uma corrente eléctrica que tende a contrariar a variação do fluxo magnético. Este fenómeno possibilita a conversão da energia mecânica em energia eléctrica.

Tendo como base o conversor electrónico ilustrado na Figura 4.15, o ciclo de conversão resulta de dois períodos distintos, o período de excitação e o período de geração. Para cada período a corrente define circuitos diferentes, os quais são ilustrados na Figura 4.21. Assumindo que o condensador C já se encontra com a tensão nominal de operação, o período de excitação inicia-se quando os interruptores electrónicos S_1 e S_2 são fechados, geralmente, na zona de máxima indutância. Neste instante, o condensador C fornece energia eléctrica à fase para que o fluxo magnético ligado seja estabelecido. Os díodos D_1 e D_2 encontram-se inversamente polarizados impedindo a passagem de corrente através deles. Quando a corrente de fase atinge um determinado valor, os interruptores são abertos e dá-se início ao período de geração. Neste momento, o fluxo magnético ligado começa a diminuir em consequência do desalinhamento da fase por acção de uma força externa exercida na parte móvel do gerador. A força contra-electromotriz desenvolvida procura aumentar o valor da corrente eléctrica em oposição à redução de fluxo. Assim, a corrente é mantida através dos díodos D_1 e D_2 e a respectiva energia eléctrica é entregue ao condensador C e à carga R_L . O período de geração termina quando a corrente na fase é extinta. A transição entre os períodos de excitação e de geração é caracterizada por uma comutação brusca pelo facto da tensão aos terminais da fase ser invertida.

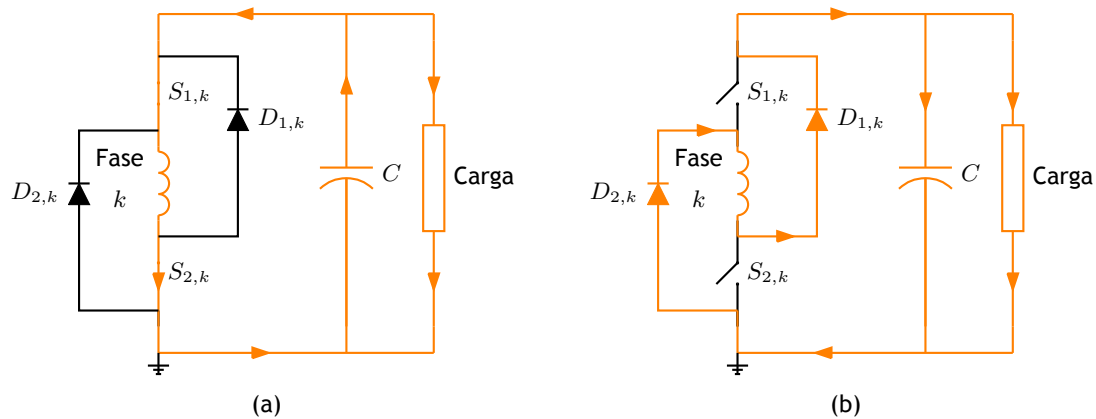


Figura 4.21 Percurso da corrente eléctrica durante o período de: a) excitação e b) geração (Adaptado de [132]).

Em [132-134], é proposto um período de conversão intermédio aos períodos de excitação e de geração, designado por período de roda livre. Como ilustrado na Figura 4.22, após o período de excitação, apenas um interruptor é aberto implicando que a diferença de tensão eléctrica aos terminais da fase seja nula. Assim, a corrente eléctrica na fase é movida apenas pela força contra-electromotriz. Este estágio intermédio tem como objectivo utilizar, apenas, a força contra-electromotriz desenvolvida para aumentar o valor da corrente na fase. A sua utilização durante o ciclo de conversão permite efectuar uma comutação suave, na qual a tensão aos terminais da fase é, primeiro, anulada e só depois invertida [134].

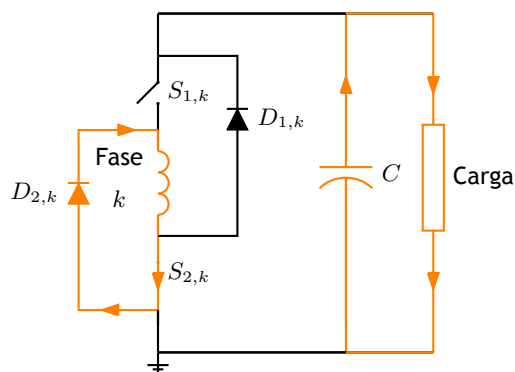


Figura 4.22 Percurso da corrente eléctrica durante o período de roda livre (Adaptado de [132]).

Condicionada pelo valor da força contra-electromotriz desenvolvida durante o período de geração, a corrente eléctrica pode apresentar diferentes evoluções quando o período de excitação termina na zona de variação negativa da indutância com a posição [122, 124]. Na Figura 4.23 encontra-se representada a variação ideal da indutância de fase e são indicados os vários perfis típicos que a corrente eléctrica pode assumir.

Quando o módulo do valor força contra-electromotriz $|e|$ é superior ao módulo da tensão aos terminais da fase $|u|$, a intensidade de corrente aumenta e descreve um perfil semelhante ao perfil (a) da Figura 4.23. Para o caso em que os módulos da força contra-electromotriz e da tensão aos terminais da fase são iguais, a intensidade de corrente, após atingir o seu valor máximo, mantém-se constante até a indutância própria da fase atingir o seu valor mínimo (Figura 4.23, perfil (b)). Sempre que o módulo da força contra-electromotriz é inferior à tensão aplicada aos terminais da fase, a corrente eléctrica é forçada a reduzir a sua intensidade, como ilustrado na Figura 4.23, perfil (c). Para as posições eléctricas assinaladas na Figura 4.23, z_{on}

representa a posição para a qual os interruptores electrónicos S_1 e S_2 são fechados e se inicia o período de excitação. Na posição z_{off} , ambos os interruptores são abertos e o período de excitação termina. O período de geração ocorre entre as posições z_{off} e z_{ext} sendo, nesta última posição, que a corrente eléctrica na fase se extingue. As posições relativas $z_{o,s}$ e $z_{o,e}$ representam, respectivamente, as posições de início e de fim da sobreposição das saliências do primário com as do secundário. Quando as saliências não se encontram sobrepostas, idealmente, a indutância de fase é mantida no seu valor mínimo.

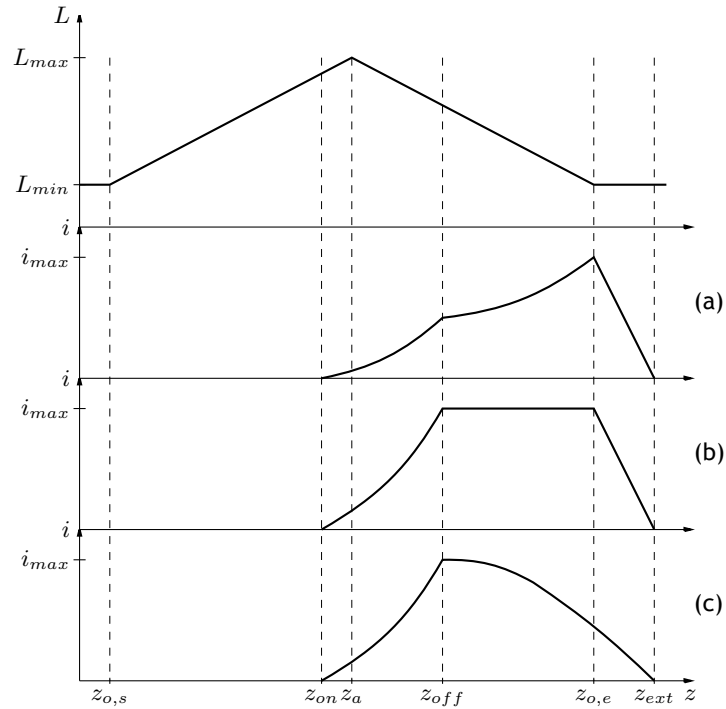


Figura 4.23 Perfis típicos de corrente eléctrica na fase durante o ciclo de conversão (Adaptado de [122]).

Quando o período de roda livre é incluído na estratégia de comutação, a corrente eléctrica na fase descreve o perfil ilustrado na Figura 4.24. Nesta estratégia, após o fecho dos interruptores electrónicos (posição z_{on}), a sua abertura é sequencial. Na posição z_{off1} , o interruptor S_1 é aberto e dá-se início ao período de roda livre. Este termina na posição z_{off2} , quando o interruptor S_2 é comutado. Após este evento, inicia-se o período de geração que termina na posição z_{ext} .

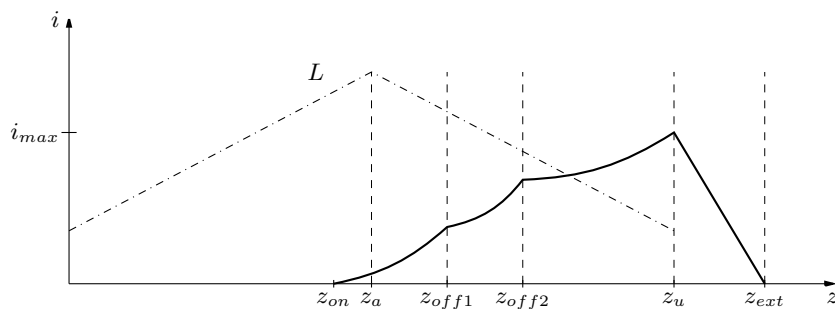


Figura 4.24 Perfil de corrente com período de roda livre (Adaptado de [133]).

Em cada ciclo de conversão, a energia eléctrica consumida durante o período de excitação

da fase W_{exc} é dada por:

$$W_{exc} = \int_{t_{on}}^{t_{off}} ui \, dt \quad (4.11)$$

onde t_{on} corresponde ao instante em que o período de excitação se inicia e t_{off} o instante em que termina.

A energia eléctrica devolvida pela fase ao conversor W_{out} obtém-se através de:

$$W_{out} = \int_{t_{off}}^{t_{ext}} ui \, dt \quad (4.12)$$

onde t_{ext} define o instante em que a corrente eléctrica na fase se extingue.

Quando a estratégia de comutação inclui o período de roda livre, os valores de energia dados pelas equações (4.11) e (4.12) são, respectivamente, expressos por:

$$W_{exc} = \int_{t_{on}}^{t_{off1}} ui \, dt \quad (4.13)$$

$$W_{out} = \int_{t_{off2}}^{t_{ext}} ui \, dt \quad (4.14)$$

onde t_{on} corresponde ao instante em que o período de excitação se inicia, t_{off1} ao instante em o período de excitação termina e t_{off2} ao instante de início do período de geração.

A energia devolvida durante período de excitação inclui a energia eléctrica obtida pelo processo de conversão de energia mecânica e a energia utilizada para estabelecer o campo magnético da fase. Assim, a energia gerada W_{gen} pela máquina é obtida por:

$$W_{gen} = W_{out} - W_{exc} \quad (4.15)$$

Em cada ciclo de conversão realizado por uma fase, é necessário fornecer-lhe energia eléctrica para que a energia mecânica da parte móvel da máquina possa ser extraída e convertida. Por esta razão, a quantidade de energia eléctrica entregue pela fase, durante o período de geração, deve ser superior à energia de excitação para que se verifique o conceito de máquina geradora. Com base nestas grandezas, é definido em [122] a penalidade de excitação ε por:

$$\varepsilon = \frac{W_{exc}}{W_{out}} \quad (4.16)$$

Durante o funcionamento da máquina de relutância variável, parte da energia envolvida nos processos de conversão não é transformada em energia útil e dissipa-se sob a forma de calor. Esta fracção de energia contribui para o aumento da temperatura da máquina e, consequentemente, reduz o rendimento de conversão. A perda total de energia $W_{loss,T}$ compreende as perdas mecânicas $W_{loss,mech}$, perdas nos enrolamentos $W_{loss,e}$, perdas no núcleo ferromagnético $W_{loss,mag}$ e perdas adicionais $W_{loss,ad}$ [135]. Assim, o balanço energético de um gerador eléctrico é dado por:

$$W_{in} = W_{out} + W_{loss,mech} + W_{loss,e} + W_{loss,mag} + W_{loss,ad} \quad (4.17)$$

em que W_{in} representa a energia entregue ao gerador e W_{out} a energia eléctrica por este

fornecida.

As perdas mecânicas resultam, essencialmente, dos fenómenos de atrito devido ao movimento relativo entre os vários elementos mecânicos da máquina. As perdas nos enrolamentos eléctricos, ou perdas por efeito de *Joule*, encontram-se associadas à resistência que os condutores oferecem à passagem de corrente eléctrica. As perdas magnéticas têm origem nos processos de magnetização e desmagnetização do núcleo magnético. Estas compreendem as perdas de energia por histerese e por correntes de *Foucault*. As perdas adicionais servem para contabilizar a dissipação de energia que se verifica devido a fenómenos inerentes à operação da máquina, os quais, teoricamente, não são previsíveis.

Para algumas perdas localizadas, é possível estimar o seu valor por métodos analíticos. As restantes, podem ser determinadas pelo balanço energético da máquina, mediante a realização de ensaios experimentais [136]. As perdas nos enrolamentos podem ser estimadas por:

$$P_{loss,e} = \sum_{k=1}^q R_{a_k} i_k^2 \quad (4.18)$$

sendo q o número de fases da máquina eléctrica, R_{a_k} a resistência eléctrica da fase k e i_k a intensidade da respectiva corrente eléctrica.

As perdas no núcleo ferromagnético são, geralmente, determinadas a partir da equação de *Steinmetz*, uma expressão empírica que, em função do valor máximo da densidade de fluxo magnético e da respectiva frequência, permite estimar as perdas por histerese e por correntes de *Foucault*. A solução desta expressão requer o conhecimento de coeficientes que dependem do tipo e geometria do material magnético utilizado. Estes coeficientes deduzem-se através de testes experimentais e, por norma, são disponibilizados pelo fabricante do respectivo material magnético [137].

4.4 Materiais

Além da geometria a adoptar para a máquina, é também pertinente a selecção adequada dos materiais de que serão constituídos os vários elementos estruturais do gerador linear de relutância variável comutado, nomeadamente os elementos sujeitos à interacção com o campo magnético. De acordo com [138], um material pode ser classificado, quanto à sua interacção com um campo magnético externo, por diamagnético, paramagnético, ferromagnético, antiferromagnético ou ferrimagnético. Não sendo de interesse para o presente trabalho, estes dois últimos tipos de material não serão abordados. Os materiais diamagnéticos são caracterizados por uma susceptibilidade magnética negativa e de valor reduzido e apresentam tendência a excluir as linhas de fluxo magnético de qualquer campo externo a estes aplicado. O paramagnetismo verifica-se em materiais de baixa susceptibilidade magnética. Quando submetidos a um campo magnético externo, apresentam um nível de magnetização reduzido e, por isso, a capacidade de concentração de linhas de fluxo magnético no seu interior é ligeiramente superior à do vazio. Estes materiais são dotados de uma permeabilidade relativa próxima da unidade. Para materiais ferromagnéticos, a permeabilidade magnética relativa é elevada devido à facilidade com que estes materiais são magnetizados por acção de um campo magnético externo. Por esta razão, estes materiais facilitam a concentração do campo magnético no seu interior permitindo atingir grandes densidades de fluxo magnético.

Pela facilidade de magnetização e desmagnetização de um dado material ferromagnético, este pode ser classificado por material macio ou duro. A diferença entre estes dois tipos de

materiais, do ponto de vista magnético, reside na facilidade com que se dá a magnetização e desmagnetização do mesmo. Os materiais ferromagnéticos macios são facilmente magnetizados. Assim que o campo magnético aplicado é extinto, a indução magnética remanescente é facilmente removida por aplicação de um campo magnético inverso de pequena intensidade. Este tipo de materiais é caracterizado por um ciclo de histerese estreito. No caso de materiais ferromagnéticos duros, o fenómeno oposto é verificado. Possuem um ciclo de histerese mais largo devido ao facto de ser necessária a aplicação de campos magnéticos de maior intensidade para atingir a saturação do material. Consequentemente, a desmagnetização de materiais duros carece da exposição a campos magnéticos inversos de elevada intensidade. Este último tipo de materiais é utilizado para criar magnetos permanentes os quais são dotados de um campo magnético remanescente de difícil extinção. Entretanto, dado que o gerador linear de relutância variável comutado abordado neste trabalho será sujeito a variações de fluxo magnético, ou seja, a ciclos de magnetização e desmagnetização, os materiais ferromagnéticos duros não serão considerados.

Relativamente às propriedades magnéticas dos vários tipos de materiais, é feita a distinção entre materiais não-magnéticos e materiais magnéticos. O primeiro tipo engloba os materiais diamagnéticos e paramagnéticos e o segundo os materiais ferromagnéticos. Em máquinas eléctricas, os materiais não-magnéticos revelam-se úteis para separação de circuitos magnéticos. Pelo facto de a sua permeabilidade relativa ser, praticamente, unitária, estes materiais oferecem grande oposição à penetração do fluxo magnético. Na Tabela 4.2 encontram-se indicados alguns elementos não-magnéticos. Além dos elementos identificados, as ligas de aço inoxidável austenítico são também caracterizadas por um comportamento paramagnético [139]. Por esta razão, e devido à sua resistência estrutural, este tipo de liga é apropriado para a construção de elementos não-magnéticos.

Tabela 4.2 Elementos não-magnéticos [140].

Elementos diamagnéticos	Elementos paramagnéticos
Cobre (<i>Cu</i>)	Alumínio (<i>Al</i>)
Silício (<i>Si</i>)	Titânio (<i>Ti</i>)
Prata (<i>Ag</i>)	Platina (<i>Pt</i>)

A selecção de materiais magnéticos macios é condicionada por diferentes critérios, como a capacidade de magnetização e de desmagnetização, a elevada permeabilidade magnética, as reduzidas perdas energéticas e o atractivo valor económico. Em aplicações práticas, para um dado campo de excitação, a densidade de fluxo magnético deve atingir o maior valor possível, enquanto que as perdas de energia devem ser admissíveis para a frequência de operação a que o núcleo magnético está sujeito. Os materiais magnéticos macios mais utilizados em máquinas eléctricas são os aços com baixo teor de carbono (aço macio) e os aços-silício, designados por aços eléctricos. O aço com baixo teor de carbono é utilizado em máquinas eléctricas económicas para as quais as perdas energéticas não são relevantes. A adição de silício ao ferro permite a formação de uma liga de aço com melhores propriedades magnéticas. A presença de silício aumenta a resistividade eléctrica e diminui a magnetostrição do ferro, o que permite reduzir as perdas energéticas. Contudo, o silício reduz a ductilidade do aço e, por isso, a percentagem de silício deve ser limitada de modo a facilitar os processos de laminação. Neste tipo de aço, as propriedades magnéticas ainda podem ser melhoradas pela orientação dos grãos que definem os domínios magnéticos do material. Geralmente, estes domínios encontram-se dispostos em

direcções aleatórias. Em aplicações onde a direcção de magnetização é regular, como o caso dos transformadores, as perdas magnéticas podem ser reduzidas pela orientação permanente dos domínios magnéticos segundo uma direcção favorável ao processo de magnetização. Isto é conseguido através de processos mecânicos aplicados na liga de aço [141].

As ligas metálicas compostas por ferro e cobalto permitem a construção de núcleos nos quais a saturação magnética ocorre a densidades de fluxo superiores, relativamente aos aços com baixo teor de carbono e aços-silício. A utilização de ligas de ferro e cobalto revela ser pertinente para máquinas eléctricas sujeitas a temperaturas elevadas e, para as quais, se pretende um volume reduzido. Como outra opção para núcleos magnéticos, podem ser adoptadas ligas de metal ferromagnético amorfo. Este tipo de liga é caracterizado por uma estrutura atómica não-cristalina a qual é caracterizada, relativamente às ligas ferromagnéticas convencionais, por menores perdas de energia no núcleo magnético [127]. No entanto, apesar das características que tornam estes materiais adequados para núcleos magnéticos, a sua aplicação ainda requer o uso de elementos laminados para que as melhores eficiências sejam conseguidas a frequências de operação elevadas. Por esta razão, as máquinas eléctricas são limitadas a geometrias que resultam do empilhamento de laminações.

Para o caso de máquinas com estruturas não-convencionais, a utilização de laminações comerciais para construção do núcleo ferromagnético pode ser impraticável e, por isso, um núcleo sólido deve ser considerado. As desvantagens desta última opção tornam-se evidentes quando as perdas magnéticas por correntes de *Foucault*, que resultam da variação do fluxo magnético, atingem valores inadmissíveis. Contudo, para máquinas eléctricas sujeitas a um funcionamento de baixa frequência, o impacto que estas perdas têm na sua eficiência é desprezável e, deste modo, um núcleo não-laminado pode ser considerado [101, 110, 142].

Como alternativa à utilização de ligas metálicas, os compósitos magnéticos macios permitem o fabrico de núcleos sólidos com geometrias complexas, para as quais o uso de laminações não é adequado e as dimensões são reduzidas [143]. Além disso, permitem obter estruturas com menor massa e reduzir as oscilações de binário. No entanto, as capacidades de magnetização destes materiais apresentam maiores limitações quando comparadas com aços eléctricos convencionais [144].

Relativamente aos materiais magnéticos adoptados para máquinas de relutância variável comutadas, verifica-se a existência de vários estudos de modelos rotativos [145-147] e lineares [148] que utilizam núcleos magnéticos compostos por laminações de aço-silício. Em [149] é feita análise de motores rotativos para os quais são considerados núcleos de aço com diferentes concentrações de silício e uma liga de metal ferromagnético amorfo. As melhores eficiências verificam-se para as ligas de aço com elevado teor de silício (6.5%) e ligas de material ferromagnético amorfo. Entretanto, este último material apresenta um custo relativo muito superior, o que torna a sua aplicação menos apelativa.

Em alternativa a núcleos magnéticos de aço-silício não-orientado, a seleção de ligas metálicas de ferro e cobalto para a construção de máquinas de relutância variável comutada permitem aumentar o binário por estas desenvolvido e reduzir as perdas magnéticas. Como ligas metálicas deste tipo, é comum a utilização dos materiais *Permendur* e *Hiperco 50* [150, 151].

Para efeitos de projecto e análise, no presente trabalho, será considerado a liga de aço-silício de grão não-orientado M19 como material magnético, assumindo que o núcleo ferromagnético é constituído por laminações longitudinais dispostas segundo a direcção radial. Como material não-magnético, é adoptada a liga de aço inoxidável AISI 304. Na Tabela 4.3 são indicadas as propriedades, utilizadas neste trabalho, dos materiais referidos.

Tabela 4.3 Propriedades dos materiais magnético e não-magnético considerados.

Aço M19		Aço AISI 304
Densidade de fluxo magnético de saturação	Massa específica	Massa específica
B_{sat}	ρ_{M19}	ρ_{304}
[T]	[kg/m ³]	[kg/m ³]
1.6	7650	8190

Os enrolamentos de dispositivos electromagnéticos são, em geral, construídos por fio de bobinagem. Este tipo de fio apresenta um núcleo sólido de cobre com secção circular o qual, é revestido por uma, ou várias, camadas de material isolante. O fio de bobinagem encontra-se disponível, comercialmente, em diâmetros normalizados sendo a norma AWG, um dos sistemas adoptados para o efeito [140]. Na Tabela 4.4 encontram-se indicadas as propriedades eléctricas do cobre.

Tabela 4.4 Propriedades eléctricas do cobre [140].

Densidade de corrente máxima admissível	Resistividade eléctrica a 20° C
J	ρ_{cu}
[A/mm ²]	[Ω]
5	1.724×10^{-8}

Capítulo 5

Projecto Electromagnético para o GLRVC Tubular

A estrutura electromagnética de uma máquina linear de relutância variável é determinada em função da aplicação para a qual é destinada. Para o seu projecto, devem ser especificados os requisitos que a máquina deve cumprir, assim como as limitações às quais está sujeita. É necessário seleccionar a topologia estrutural e o conversor de potência a adoptar, determinar as forças que a máquina deve desenvolver, definir o seu curso e as velocidades a que está sujeita. No entanto, a máquina poderá estar restrita a nível estrutural e eléctrico e, por esta razão, as suas dimensões, tensão e corrente eléctrica não devem ultrapassar determinados valores [152].

Independentemente da sua topologia, ou modo de operação, o projecto de uma máquina de relutância variável comutada é um processo complexo para o qual não existe uma metodologia com solução explícita. Em [104, 120] foi proposta uma metodologia padrão de cálculo analítico para o projecto de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia plana. O procedimento consiste em efectuar o dimensionamento de uma máquina rotativa equivalente e, de seguida, converter as dimensões obtidas para grandezas lineares. O processo de cálculo tem por base a utilização da equação de saída que relaciona a potência da máquina rotativa equivalente com a densidade de fluxo magnético no entreferro, a carga eléctrica, a velocidade de rotação e alguns parâmetros dimensionais da máquina. Na mesma relação são incluídos coeficientes que definem a eficiência e as características electromagnéticas da máquina, como as indutâncias de fase para as posições de alinhamento e de não-alinhamento. A seleção dos valores para estes parâmetros reside na experiência existente em relação ao projecto deste tipo de máquinas, dado que o seu valor exacto apenas pode ser determinado após a máquina ter sido desenhada e testada. Por esta razão, é necessário recorrer a um processo iterativo de cálculo dentro do qual, os coeficientes são continuamente ajustados até se verificar a convergência para uma solução. Assumindo um valor máximo admissível para a intensidade de corrente eléctrica, o número de espiras por fase é calculado em função da força magnetomotriz necessária para estabelecer a intensidade do campo magnético pretendida na zona do entreferro da máquina.

Em [55], uma outra abordagem é proposta para o projecto de actuadores lineares de relutância variável de topologias plana e tubular. Esta metodologia faz uso de parâmetros que contabilizam o comportamento eletromagnético da máquina sendo, por isso, necessário um conhecimento prévio acerca das suas características típicas, como a densidade de força do actuador e a razão entre indutâncias para as posições de alinhamento e de não-alinhamento. Além disso, determinados parâmetros dimensionais devem ser, inicialmente, especificados. O valor máximo do fluxo magnético ligado pelos enrolamentos de fase é calculado através da tensão nominal do conversor e do tempo de excitação estimado para cada ciclo de conversão. Com base no fluxo ligado e na densidade de fluxo magnético pretendida no entreferro, é calculado o número de espiras para cada enrolamento de fio condutor. A intensidade máxima de corrente eléctrica na fase é calculada a partir da força mecânica desenvolvida pelo actuador linear e da co-energia magnética envolvida no respectivo processo de conversão. Esta última grandeza é relacionada com a corrente eléctrica na fase e com os valores de indutância não-saturada para as posições de alinhamento e de não-alinhamento. Assim, igualando a energia mecânica à co-energia magnética para cada ciclo de conversão, é obtida uma expressão a partir da qual

é calculado o valor da intensidade de corrente a fornecer ao actuador. Este procedimento foi aplicado em [84] para o dimensionamento de um gerador linear de relutância variável comutado com aplicação em conversores de energia das ondas.

Um outro processo de dimensionamento, que segue um princípio de análise semelhante ao anterior, é apresentado por [101] para o projecto analítico de um actuador linear de topologia tubular. As dimensões da máquina são relacionadas com a força mecânica pela variação da co-energia magnética com a posição relativa da parte móvel da máquina. Para o efeito, é assumido que a máquina opera dentro do regime linear de magnetização.

As metodologias identificadas foram desenvolvidas para o dimensionamento de actuadores lineares de relutância variável comutados de topologias plana e tubular. Para além das especificações pretendidas para a máquina a projectar, ambas as metodologias requerem a existência de conhecimento e experiência acerca das características de funcionamento da máquina para determinados pontos de operação. Com base neste conhecimento, são utilizados coeficientes no cálculo analítico em que os valores necessitam de ser ajustados sempre que a solução obtida não coincida com as estimativas feitas para estes. Além disso, apenas algumas dimensões podem ser calculadas a partir da análise electromagnética que relaciona a especificações da máquina com a sua dimensão. As restantes devem ser, inicialmente, arbitradas ou seleccionadas a partir de valores óptimos resultantes de estudos já efectuados para o mesmo tipo de máquinas. Por isso, é sempre quase necessária a utilização de processos de cálculo iterativo para que se verifique a convergência para uma solução, a qual pode não ser única para máquinas com as mesmas especificações.

Com base nas metodologias de projecto identificadas, procurou-se estabelecer um procedimento de cálculo adequado às topologias tubulares propostas, na secção 5.1, para o GLRVC. O referido procedimento encontra-se a seguir descrito para os vários modelos em estudo.

5.1 Topologias propostas

Com base nas configurações e conceitos estruturais de máquinas de relutância variável identificadas na secção 4.1, foram definidos quatro modelos estruturais (modelos A, B, C e D) como possíveis soluções para um GLRVC para aplicação em dispositivos de absorção pontual de conversão de energia das ondas. Estes modelos estruturais foram seleccionados com a finalidade de avaliar os diferentes tipos máquina de relutância variável comutada com possibilidade de adaptação à topologia de gerador em estudo neste trabalho.

Os modelos são caracterizados por um fluxo magnético longitudinal e três fases eléctricas, sendo este o número de fases mais adoptado para geradores lineares. Para cada modelo, são estabelecidas duas versões que diferem pela localização do primário na estrutura podendo, este, ser interior ou exterior. As configurações com primário localizado no exterior foram já propostas e analisadas em [153-155]. A seguir é feita a descrição de cada modelo onde são estabelecidos os parâmetros e relações geométricas que permitem definir a sua geometria.

5.1.1 Modelo A

Este modelo de máquina linear tubular tem por base a geometria ilustrada na Figura 4.2(c). As saliências do primário e do secundário são estruturas anelares que permitem criar posições relativas com diferentes valores de relutância magnética. Estes elementos são constituídos por material ferromagnético e podem apresentar uma estrutura sólida ou uma estrutura laminada.

Cada enrolamento de fio condutor apresenta, também, uma forma anelar e encontra-se alojado no primário. O primário, o secundário e os enrolamentos definem uma estrutura axi-simétrica. Cada fase eléctrica é composta por dois enrolamentos de fio condutor ligados em série. Como os dois enrolamentos partilham o mesmo circuito, os sentidos dos fluxos magnéticos por estes gerados devem ser concordantes. Na Figura 5.1 são ilustrados os perfis longitudinais das estruturas inerentes a este modelo assim como os parâmetros dimensionais que o caracterizam. As larguras das saliências do primário e do secundário são definidas, respectivamente, pelos parâmetros b_p e b_s . Seguindo a mesma ordem de identificação, c_p e c_s são as larguras das cavas, n_p e n_s as espessuras dos núcleos de ligação e h_p e h_s as alturas das saliências. A espessura do entreferro é definida por l_g e representa o espaçamento entre o primário e o secundário. O parâmetro D_{sft} delimita um espaço destinado a uma estrutura de suporte para o gerador ou para o veio de transmissão, no caso do secundário estar localizado no interior da máquina. Para além destas funções, a zona definida por D_{sft} pode ser utilizada para a instalação de um sistema de refrigeração de modo a dissipar a energia térmica produzida durante a operação da máquina. Deste modo, em função do objectivo estipulado para o espaço referido, a dimensão D_{sft} deve ser especificada pelo projectista.

Com base nos parâmetros identificados na Figura 5.1, outras entidades geométricas são definidas para a caracterização do Modelo A. Os passos do primário τ_p e do secundário τ_s são calculados por:

$$\tau_p = c_p + b_p \quad (5.1)$$

$$\tau_s = c_s + b_s \quad (5.2)$$

Para cada fase eléctrica, a distância entre a posição de alinhamento e a posição de não-alinhamento é definida pelo parâmetro S_t :

$$S_t = \frac{\tau_s}{2} \quad (5.3)$$

Para a distância que o secundário deve percorrer entre posições de alinhamento de duas fases consecutivas, é estabelecido o parâmetro k_{offset} :

$$k_{offset} = \frac{\tau_p}{2} \quad (5.4)$$

Como o princípio de funcionamento deste tipo de máquina tem por base a variação da relutância do circuito magnético, a sua geometria deverá ser correctamente dimensionada. Para o efeito, as seguintes condições devem ser respeitadas:

$$\tau_s = \frac{3}{2}\tau_p \quad (5.5)$$

$$l_p < \frac{b_p}{2} \quad (5.6)$$

$$t_p < h_p \quad (5.7)$$

$$l_s < \frac{b_s}{2} \quad (5.8)$$

■ Fase A
 ■ Fase B
 ■ Fase C
 □ Material Magnético
 □ Material Não-Magnético

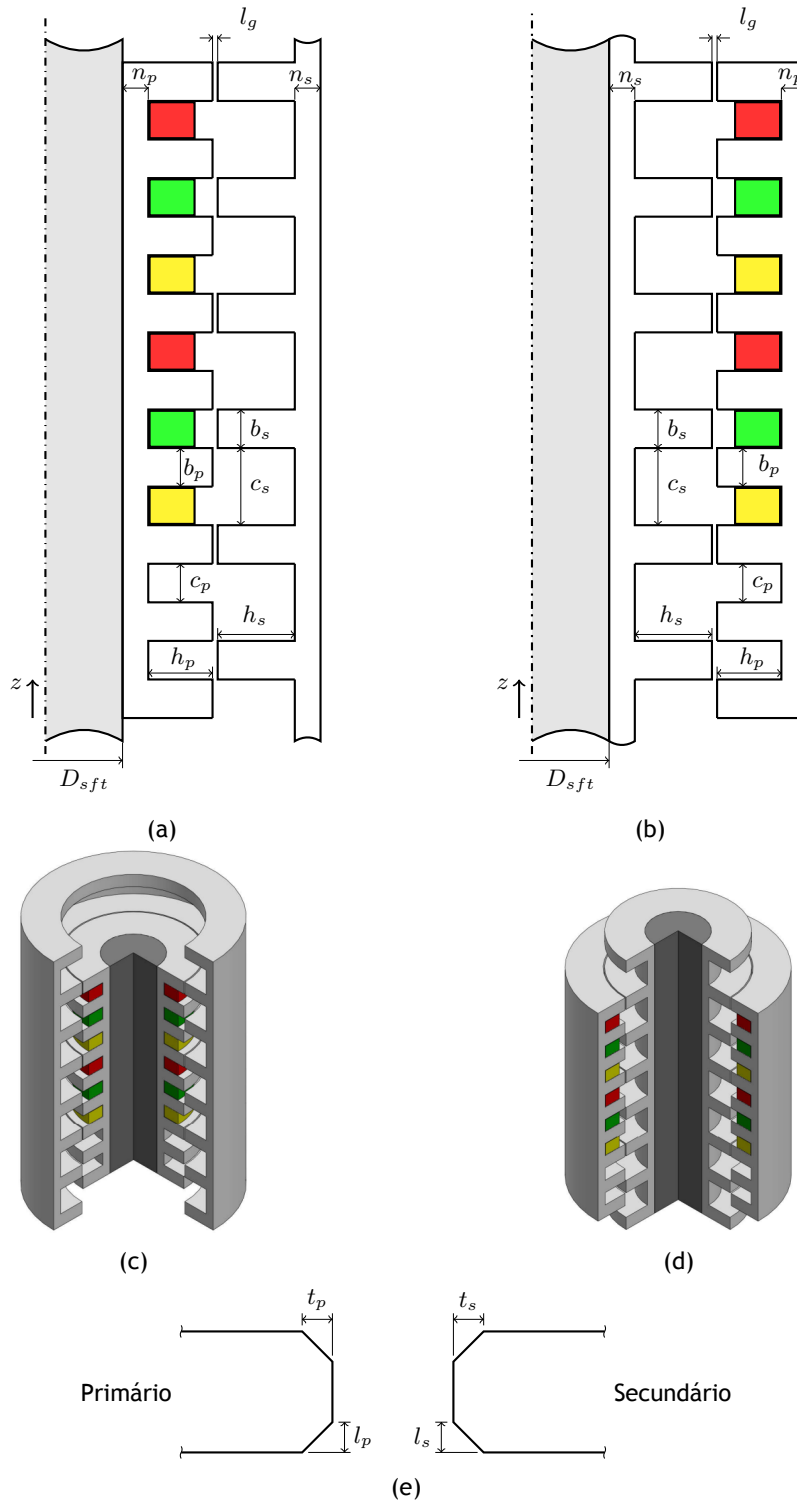


Figura 5.1 Caracterização geométrica do Modelo A: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.

$$t_s < h_s \quad (5.9)$$

5.1.2 Modelo B

Este modelo estrutural utiliza a geometria do actuador linear indicado na Figura 4.3. É caracterizado por circuitos magnéticos independentes e apresenta saliências nas partes móvel e fixa da máquina. Na Figura 5.2 encontram-se ilustrados os perfis longitudinais que definem as geometrias correspondentes às duas configurações estabelecidas para este modelo. O primário é constituído por partes de material magnético que se encontram isoladas através de elementos de baixa permeabilidade magnética cuja espessura é representada pelo parâmetro spc . Cada fase eléctrica é formada por dois enrolamentos de fio condutor ligados em série. A cada enrolamento é associado um circuito magnético definido ao longo da respectiva parte de material magnético e da estrutura saliente que compõe o secundário, também de material magnético. Todos os elementos estruturais possuem uma forma anelar sendo os respectivos eixos de simetria coincidentes.

Para o Modelo B , o passo do primário τ_p e o passo do secundário τ_s são determinados através das expressões (5.1) e (5.2), respectivamente. A distância entre a posição de alinhamento e a posição de não-alinhamento é calculada por:

$$S_t = \frac{\tau_s}{2} \quad (5.10)$$

sendo o espaçamento entre as posições de alinhamento de duas fases consecutivas k_{offset} através de:

$$k_{offset} = \frac{\tau_s}{q} \quad (5.11)$$

com q , o número de fase eléctricas da máquina.

Para um funcionamento correcto, devem ser respeitadas as seguintes relações geométricas:

$$\tau_s = \tau_p \quad (5.12)$$

$$l_p < \frac{b_p}{2} \quad (5.13)$$

$$t_p < h_p \quad (5.14)$$

$$l_s < \frac{b_s}{2} \quad (5.15)$$

$$t_s < h_s \quad (5.16)$$

$$spc = c_p - k_{offset} + k_{spc}\tau_s \quad (5.17)$$

em que k_{spc} apenas pode assumir um valor nulo ou inteiro positivo.

■ Fase A ■ Fase B ■ Fase C □ Material Magnético □ Material Não-Magnético

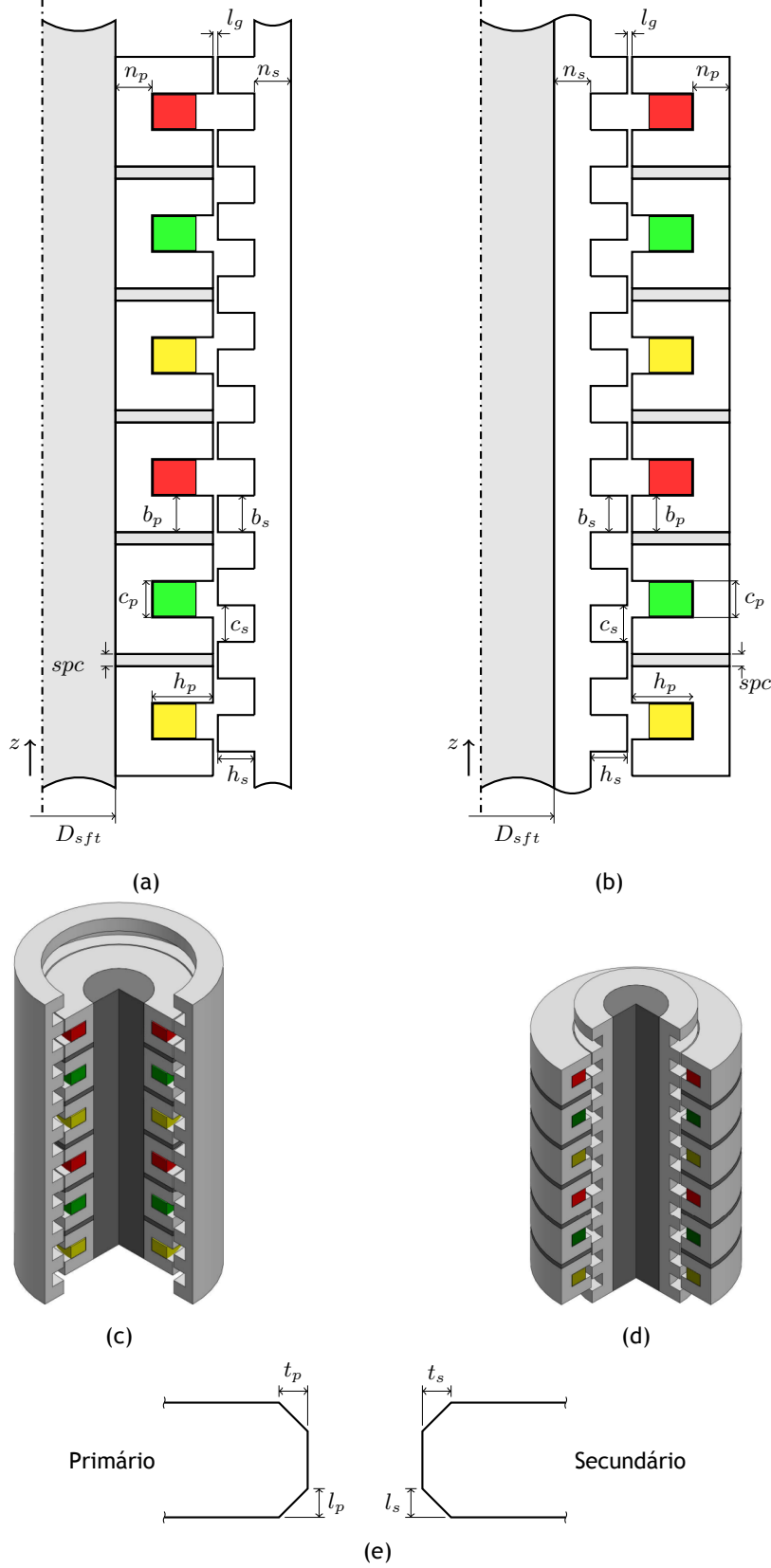


Figura 5.2 Caracterização geométrica do Modelo B: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.

5.1.3 Modelo C

O Modelo C apresenta uma forma análoga à do Modelo B pela presença de circuitos magnéticos isolados para cada enrolamento de fio condutor eléctrico. Este modelo é derivado da geometria ilustrada na Figura 4.8 e propõe a utilização de pólos com múltipla saliência, ou seja, cada pólo apresenta 2 dentes na sua extremidade permitindo, relativamente aos modelos já apresentados, reduzir o deslocamento do secundário por cada ciclo de conversão. Ao contrário dos modelos propostos anteriormente, a configuração do Modelo C utiliza apenas um enrolamento por cada fase. Esta configuração resulta da revolução, em torno do respectivo eixo de simetria, do perfil longitudinal ilustrado na Figura 5.3. O primário é formado por três elementos de material magnético, onde se encontram alojados os respectivos enrolamentos de fase. Estes elementos encontram-se magneticamente isolados por partes anelares de material não-magnético. Este modelo estrutural é caracterizado por parâmetros adicionais aos já identificados nos modelos A e B . A largura da cava, onde o enrolamento de fio condutor se encontra alojado, é representada por c_{p2} . Os parâmetros b_{p2} e h_{p2} designam, respectivamente, a largura e a altura dos pólos magnéticos de maior dimensão do primário e n_{p2} , a espessura dos respectivos núcleos de ligação.

Para este modelo, os parâmetros τ_p e τ_s calculam-se, respectivamente, pelas expressões (5.1) e (5.2), sendo k_{offset} calculado por (5.11). O parâmetro l_{p2} é calculado pela seguinte relação:

$$l_{p2} = 2b_p + c_p - b_{p2} \quad (5.18)$$

O dimensionamento geométrico do Modelo C encontra-se restringido pelas condições a seguir indicadas:

$$spc = c_p - k_{offset} + k_{spc}\tau_s \quad (5.19)$$

$$l_p < \frac{b_p}{2} \quad (5.20)$$

$$t_p < h_p \quad (5.21)$$

$$l_s < \frac{b_s}{2} \quad (5.22)$$

$$t_s < h_s \quad (5.23)$$

$$c_{p2} = 4b_p + 3c_p + k_{cp}\tau_p - 2l_{p2} - 2b_{p2} \quad (5.24)$$

Os parâmetros k_{spc} e k_{cp} indicados, respectivamente, nas expressões (5.19) e (5.24) apenas podem assumir valores nulos ou inteiros positivos.

■ Fase A ■ Fase B ■ Fase C □ Material Magnético □ Material Não-Magnético

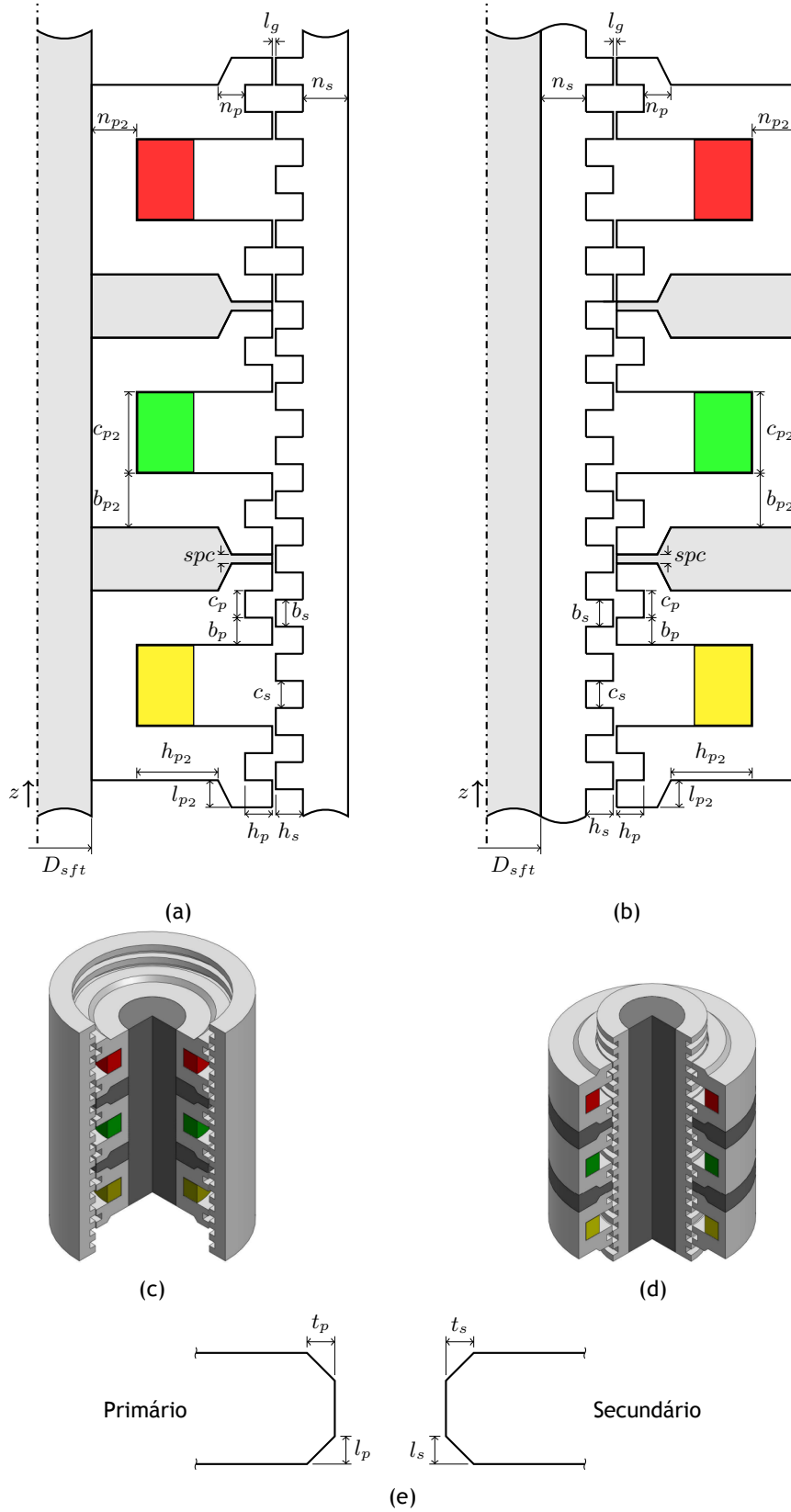


Figura 5.3 Caracterização geométrica do Modelo C: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.

5.1.4 Modelo D

O primário deste modelo apresenta uma estrutura semelhante ao primário do Modelo A . O número de pólos ao longo do perfil longitudinal é menor e estes apresentam uma extremidade mais larga, como se pode observar na Figura 5.4. O secundário é formado por segmentos de materiais ferromagnéticos embutidos num elemento estrutural de material não-magnético. Com esta configuração, o secundário apresenta um perfil não-saliente, ao contrário dos modelos anteriormente propostos. Cada fase eléctrica é composta por dois enrolamentos de fio condutor que se encontram alojados no primário. Todos elementos estruturais que definem este modelo apresentam o mesmo eixo de simetria. A utilização de um secundário segmentado permite que os fluxos magnéticos sejam estabelecidos em circuitos isolados. Deste modo, a cada enrolamento encontra-se associada um circuito magnético distinto, como pretendido para os modelos B e C com a utilização de materiais não-magnéticos para a separação dos respectivos circuitos. Para os modelos anteriormente referidos, o fluxo magnético associado aos enrolamentos da mesma fase podem apresentar o mesmo sentido para ambas as configurações. Contudo, para a configuração do modelo D indicada na Figura 5.4(a) ser funcional, o fluxos magnéticos associados aos enrolamentos da mesma fase devem ser discordantes. As dimensões efectivas dos segmentos de material magnético são definidas pelos parâmetros b_s e h_s que representam, respectivamente, a sua largura e a sua altura.

O passo do primário τ_p é dado pela expressão (5.1). O passo do secundário é calculado, através do parâmetro anterior, pela condição (5.5). O parâmetro k_{offset} define-se por:

$$k_{offset} = \frac{\tau_p}{2} \quad (5.25)$$

Para uma geometria válida, devem ser respeitadas as seguintes condições:

$$b_s < 2b_p + c_p \quad (5.26)$$

$$l_p < \frac{c_p - l_g}{2} \quad (5.27)$$

$$t_p < h_p \quad (5.28)$$

$$l_s < \frac{b_s}{2} \quad (5.29)$$

■ Fase A ■ Fase B ■ Fase C □ Material Magnético □ Material Não-Magnético

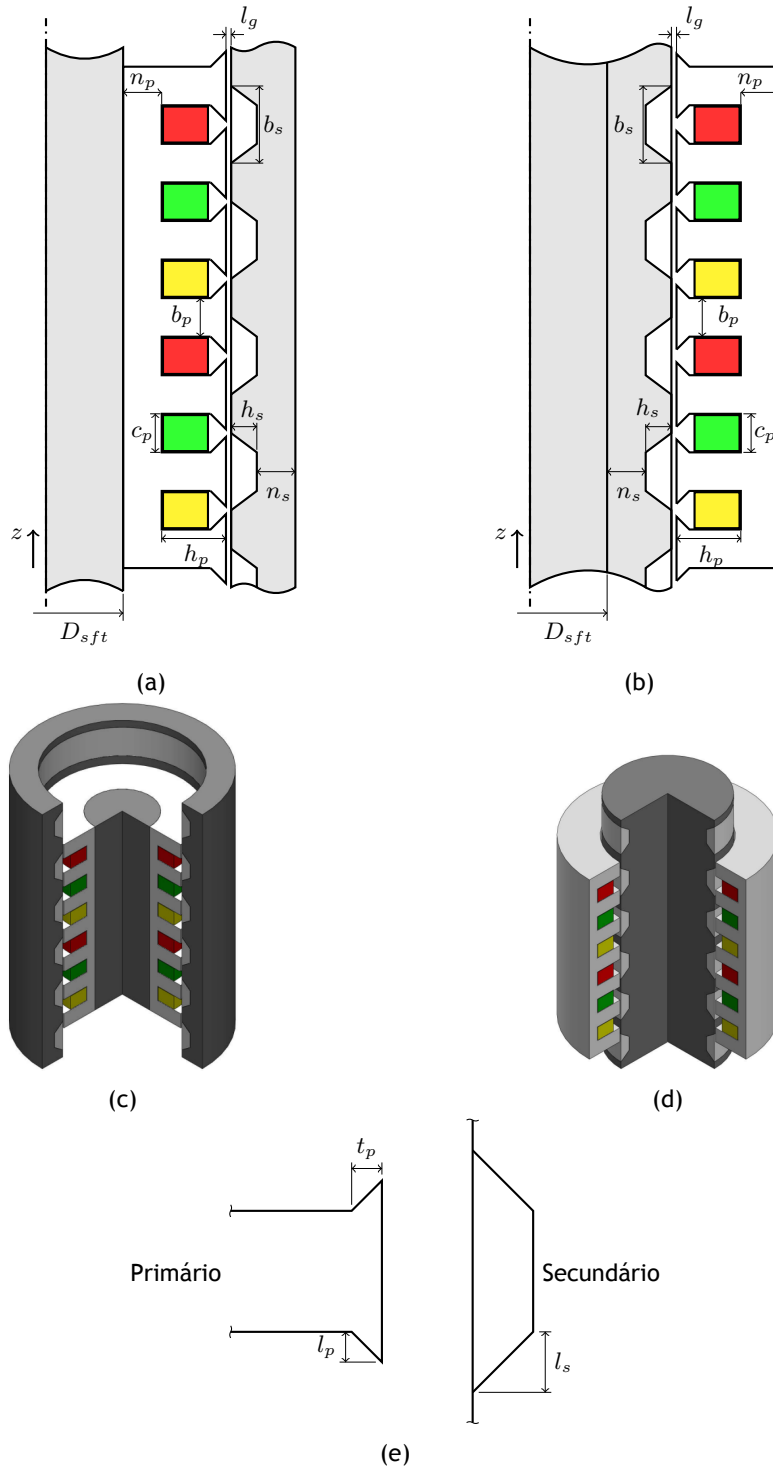


Figura 5.4 Caracterização geométrica do Modelo *D*: (a) secção longitudinal da versão com o primário localizado no interior, (b) secção longitudinal da versão com o primário localizado no exterior, (c) ilustração 3D da versão com o primário localizado no interior, (d) ilustração 3D da versão com o primário localizado no exterior e (e) forma geométrica adoptada para as saliências.

5.2 Dimensionamento analítico

O presente procedimento de cálculo analítico tem como base dimensionar a estrutura do GLRVC para que consiga desenvolver uma força linear máxima que iguale o valor da força mecânica à qual este estará sujeito. Do ponto de vista energético, os parâmetros geométricos e electromagnéticos serão determinados de modo a que, para cada ciclo de conversão, a co-energia magnética da máquina, para um dado valor de corrente eléctrica na fase, seja igual à energia mecânica transferida ao gerador pela força que o actua. A seguir é apresentada a formulação do procedimento de cálculo analítico subjacente aos vários modelos estruturais em estudo.

5.2.1 Modelo A

Com o dimensionamento geométrico de Modelo A, pretende-se determinar os valores dos parâmetros indicados na Figura 5.1. Arbitrando um valor para b_p , c_p e b_s são dados por:

$$c_p = b_p \quad (5.30)$$

$$b_s = b_p \quad (5.31)$$

O valor do parâmetro c_s é obtido pela combinação das expressões (5.2) e (5.5):

$$c_s = \frac{3}{2}\tau_p - b_s \quad (5.32)$$

sendo τ_p calculado pela relação (5.1).

Para determinar a altura dos dentes do primário h_p é necessário saber as dimensões da secção transversal dos enrolamentos de fase. Na Figura 5.5 encontram-se indicados os parâmetros dimensionais associados a cada enrolamento de fase. Os parâmetros w_v e w_h representam, respectivamente, os espaçamentos vertical e horizontal entre o enrolamento e a estrutura magnética do gerador. A introdução destes parâmetros no processo de dimensionamento tem como objectivo contabilizar a espessura da estrutura de suporte e/ou isolamento dos enrolamentos. Estes parâmetros são definidos pelo projectista.

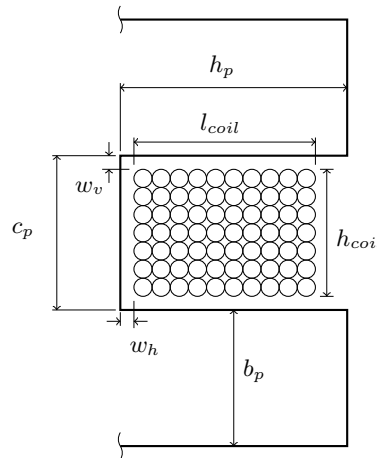


Figura 5.5 Parâmetros dimensionais associados à secção transversal do enrolamento de fase.

O diâmetro do fio condutor d_{wire} é calculado em função do valor máximo estipulado para

a corrente eléctrica na fase I_{max} e da densidade da corrente J admissível. A área da secção transversal do fio condutor A_{wire} é dada por:

$$A_{wire} = \frac{\pi d_{wire}^2}{4} \quad (5.33)$$

e a densidade de corrente por:

$$J = \frac{I_{max}}{A_{wire}} \quad (5.34)$$

Combinando as expressões (5.33) e (5.34) é obtido o diâmetro mínimo para a secção do fio condutor:

$$d_{wire} = \sqrt{\frac{4I_{max}}{\pi J}} \quad (5.35)$$

Geralmente, os fios utilizados para aplicações electromagnéticas encontram-se disponíveis em diâmetros normalizados. Por esta razão, dentro das dimensões disponíveis comercialmente, deve ser seleccionado o diâmetro imediatamente superior ao calculado pela expressão (5.35). Com o diâmetro do fio condutor e o número de espiras por enrolamento N_t , são determinadas as dimensões da secção transversal do enrolamento. Assumindo que os fios condutores são dispostos como na ilustração da Figura 5.5, é determinado o número de espiras que podem ser dispostas na vertical v_{N_t} através de:

$$v_{N_t} = \frac{c_p - 2w_v}{d_{wire,e}} \Rightarrow v_{N_t} = \lfloor \frac{c_p - 2w_v}{d_{wire,e}} \rfloor \quad (5.36)$$

onde $d_{wire,e}$ representa o diâmetro externo do fio condutor, considerando a espessura da camada de isolamento. Como o valor de v_{N_t} não pode ser fraccionário, para este deve ser seleccionado o valor inteiro imediatamente inferior.

Para o número de espiras dispostas horizontalmente h_{N_t} , tem-se:

$$h_{N_t} = \frac{N_t}{v_{N_t}} \Rightarrow h_{N_t} = \lceil \frac{N_t}{v_{N_t}} \rceil \quad (5.37)$$

seleccionando para h_{N_t} o número inteiro imediatamente superior ao calculado.

A altura e comprimento da secção transversal do enrolamento são dados, respectivamente, por:

$$h_{coil} = v_{N_t} d_{wire,e} \quad (5.38)$$

$$l_{coil} = h_{N_t} d_{wire,e} \quad (5.39)$$

O valor de w_h é rectificado de acordo com:

$$w_h = \frac{c_p - h_{coil}}{2} \quad (5.40)$$

A altura do pólo do primário h_p é então dada por:

$$h_p = \frac{l_{coil}}{k_{fill}} \quad (5.41)$$

onde k_{fill} é o factor de preenchimento dos enrolamentos do primário que tem como finalidade contabilizar o espaço adicional que possa ser necessário para alojar os enrolamentos. Para este factor deverá ser considerado um valor entre 0 e 1.

Para a altura do secundário h_s , na falta de uma relação explícita para o seu valor, este deve ser especificado, de preferência, com base na experiência existente para este tipo de máquinas. No presente trabalho, será utilizada a recomendação feita por [55], em que o valor de h_s é 30 vezes superior ao comprimento do entreferro l_g . Assim, para h_s tem-se:

$$h_s = 30l_g \quad (5.42)$$

Devido à configuração estrutural dos geradores, a área de secção é variável ao longo do percurso que o fluxo magnético descreve. Por esta razão, a magnetização da máquina não será uniforme. Segundo a direcção radial, assumindo que os valores de b_p e b_s são iguais, a secção com menor área verifica-se na parte interior, sinalizada por A_{s1} na Figura 5.6(a). Esta secção é, à partida, caracterizada por maior densidade de fluxo magnético caso a área da secção A_{s2} , ilustrada na mesma figura, não seja inferior. Para minimizar a diferença entre as densidades de fluxo magnético verificadas em ambas as secções, a espessura do núcleo de ligação n_i da parte interior será calculada de modo a igualar as respectivas áreas. O mesmo procedimento será adoptado para a espessura do núcleo de ligação da parte exterior n_o .

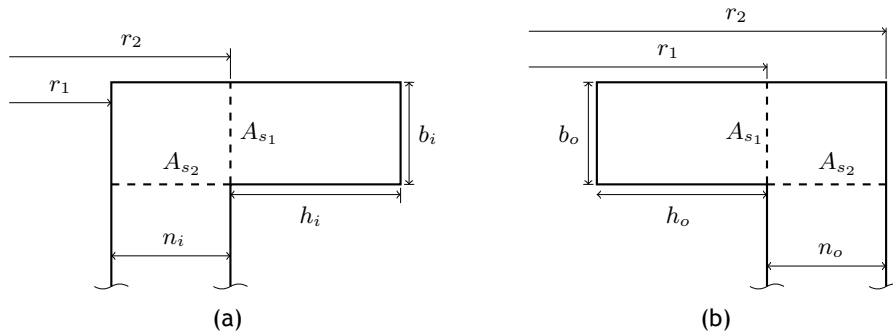


Figura 5.6 Notação das grandezas dimensionais do gerador linear para a: (a) parte interior e b) parte exterior.

De acordo com as notações dimensionais indicadas na Figura 5.6, para a parte interior do gerador são definidas as seguintes relações:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} \quad (5.43)$$

$$r_2 = r_1 + n_i \quad (5.44)$$

$$A_{s1} = 2\pi r_2 b_i \quad (5.45)$$

$$A_{s2} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.46)$$

onde r_1 e r_2 são distâncias medidas relativamente ao eixo de simetria do gerador.

Igualando A_{s1} a A_{s2} , obtém-se a seguinte equação:

$$n_i^2 + 2(r_1 - b_i)n_i - 2b_i r_1 = 0 \quad (5.47)$$

A espessura do núcleo de ligação da parte interior n_i obtém-se pela solução da equação

quadrática (5.47). Sendo apenas de interesse a solução de valor positivo, n_i calcula-se por:

$$n_i = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.48)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2(r_1 - b_i)$ e $C_3 = -2b_i r_1$.

Para a parte exterior da máquina, tem-se:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} + n_i + h_i + l_g + h_o \quad (5.49)$$

$$r_2 = r_1 + n_o \quad (5.50)$$

$$A_{s1} = 2\pi r_1 b_o \quad (5.51)$$

$$A_{s2} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.52)$$

Para $A_{s1} = A_{s2}$, resulta a seguinte equação quadrática:

$$n_o^2 + 2r_1 n_o - 2b_o r_1 = 0 \quad (5.53)$$

A espessura do núcleo de ligação da parte exterior determina-se por:

$$n_o = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.54)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2r_1$ e $C_3 = -2b_o r_1$.

Para análise electromagnética do gerador, é considerado que a relutância magnética oferecida pela estrutura é, na sua totalidade, concentrada no entreferro. Assim, para o Modelo A, a relutância magnética \mathcal{R} é dada por:

$$\mathcal{R} = \frac{2l_g}{\mu_0 \pi D b_p} \quad (5.55)$$

onde μ_0 representa a permeabilidade magnética do vazio e D o diâmetro médio do entreferro o qual, para o Modelo A, é dado por:

$$D = D_{sft} + 2n_i + 2h_i + l_g \quad (5.56)$$

Através da relutância magnética, é calculada o valor da indutância da fase, não-saturada, para a posição de alinhamento L_{au} através de:

$$L_{au} = \frac{(2N_t)^2}{\mathcal{R}} \quad (5.57)$$

A indutância de fase para a posição de não-alinhamento L_u calcula-se a partir de L_{au} :

$$L_u = \frac{L_{au}}{\zeta} \quad (5.58)$$

sendo ζ a razão entre L_{au} e L_u , especificada pelo projectista.

Considerando que o gerador opera no regime linear de magnetização, a variação da co-energia magnética da fase W_c entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento é dada pela área assinalada nas curvas de magnetização da Figura 4.19(a) que, analiticamente, se

calcula por:

$$W_c = \frac{L_{au} - L_u}{2} I_{max}^2 = \frac{1}{2} \frac{\zeta - 1}{\zeta} L_{au} I_{max}^2 \quad (5.59)$$

Substituindo (5.57) na expressão (5.59), a variação da co-energia redefine-se por:

$$W_c = \frac{1}{2} \frac{\zeta - 1}{\zeta} \frac{(2N_t)^2}{\mathcal{R}} I_{max}^2 \quad (5.60)$$

Para a energia mecânica W_{mech} transferida ao gerador pela força linear F_{mech} , tem-se:

$$W_{mech} = F_{mech} S_t k_d \quad (5.61)$$

em que k_d é a percentagem do deslocamento da máquina, entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento, em que decorre o ciclo de conversão electromecânica. Para a operação como gerador, é recomendado por [122] que, no projecto da máquina, seja considerado o valor máximo admissível para o ciclo de conversão sendo, neste caso, assumido o valor de 1 para k_d . Assim, o ciclo de conversão energética para cada fase eléctrica do gerador é avaliado entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento.

Para o projecto electromagnético do gerador linear, pretende-se que a variação da co-energia magnética entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento seja igual à energia mecânica transferida para o gerador pela força externa que o actua:

$$W_c = W_{mech} \quad (5.62)$$

Considerando que o parâmetro ζ é constante para um dado modelo estrutural, verifica-se que a variação da co-energia depende do número de espiras da fase eléctrica, da intensidade de corrente por fase e das dimensões da máquina, que são reflectidas pela relutância magnética. Uma vez que o valor da força linear que acciona o gerador é um requisito para o projecto, a energia mecânica apenas depende do deslocamento entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento que, por sua vez, é condicionado pelo valor de b_p . Dos parâmetros que envolvem o dimensionamento do Modelo A, apenas b_p , N_t e I_{max} necessitam de ser arbitrados pelo projectista. Deste modo, a equação (5.62) pode ser expressa na seguinte forma:

$$W_c - W_{mech} = f(b_p, I_{max}, N_t) = 0 \quad (5.63)$$

Encontrando os valores de b_p , I_{max} e N_t que verifiquem equação (5.63), é possível dimensionar a estrutura correspondente ao Modelo A para que esta desenvolva a força electromagnética pretendida.

Estando a estrutura do gerador completamente definida, pode ser calculado, analiticamente, o nível de magnetização a que esta estará sujeita. Para cada fase, o valor máximo do fluxo magnético ϕ_{max} é dado por:

$$\phi_{max} = \frac{2N_t I_{max}}{\mathcal{R}} \quad (5.64)$$

Sendo o valor máximo do fluxo ligado pela fase λ_{max} calculado através de:

$$\lambda_{max} = 2N_t \phi_{max} \quad (5.65)$$

Para calcular o valor máximo da densidade de fluxo magnético B_{max} , é considerada a secção do circuito magnético da fase com menor área:

$$B_{max} = \frac{\phi_{max}}{2\pi \left(\frac{D_{sft}}{2} + n_i \right) b_i} \quad (5.66)$$

O comprimento de fio condutor necessário para cada enrolamento l_{wire} é estimado pelo seu volume aparente V_{coil} e pela área da secção circular do fio condutor pela expressão (5.33). Assim, para cada enrolamento de fase, tem-se:

$$l_{wire} = \frac{V_{coil}}{A_{wire}} \quad (5.67)$$

O volume aparente de cada enrolamento é calculado pela área da respectiva secção anelar A_{cs} e pela sua altura h_{coil} através de:

$$V_{coil} = A_{cs} h_{coil} \quad (5.68)$$

A área da secção anelar é dada por:

$$A_{sc} = \pi (r_{co}^2 - r_{ci}^2) \quad (5.69)$$

em que r_{ci} e r_{co} representam, respectivamente, os raios interno e externo da secção anelar. Estes parâmetros são calculados de acordo com a localização dos enrolamentos de fase. Assim, para r_{ci} tem-se:

$$r_{ci} = \begin{cases} \frac{D_{sft}}{2} + n_p + w_h & \text{Primário localizado no interior} \\ r_{co} - l_{coil} & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.70)$$

O raio r_{co} é calculado de acordo com:

$$r_{co} = \begin{cases} r_{ci} + l_{coil} & \text{Primário localizado no interior} \\ \frac{D_{sft}}{2} + n_s + h_s + l_g + h_p - w_h & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.71)$$

Sabendo o comprimento do fio condutor para cada enrolamento, a resistência eléctrica de cada fase R_a é dada por:

$$R_a = \rho_{e,cu} \frac{2l_{wire}}{A_{wire,c}} \quad (5.72)$$

onde $\rho_{e,cu}$ representa a resistividade eléctrica do cobre e $A_{wire,c}$ a área da secção transversal responsável pela condução eléctrica. Esta última é dada pelo diâmetro do núcleo de cobre do fio condutor dos enrolamentos.

Relativamente ao primário, o diâmetros interno $D_{p,int}$ e o diâmetro externo $D_{p,ext}$ são dados

por:

$$D_{p,int} = \begin{cases} D_{sft} & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s + l_g) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.73)$$

$$D_{p,ext} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_p + h_p) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s + l_g + h_p + n_p) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.74)$$

Para o secundário, os diâmetros interno $D_{s,int}$ e o diâmetro externo $D_{s,ext}$ calculam-se através de:

$$D_{s,int} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_p + h_p + l_g) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.75)$$

$$D_{s,ext} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_p + h_p + l_g + h_s + n_s) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.76)$$

O comprimento longitudinal do primário L_p é dado por:

$$L_p = 9b_p + 8c_p \quad (5.77)$$

Para o secundário, o seu comprimento L_s fica:

$$L_s = L_p + L_{cs} \quad (5.78)$$

onde L_{cs} representa o curso máximo permitido para o gerador.

A frequência eléctrica f_e , que define a taxa de repetição do ciclo de conversão de cada fase, é estabelecida pela seguinte relação:

$$f_e = \frac{v}{2S_t} \quad (5.79)$$

onde v é a velocidade de deslocamento do secundário.

Para um valor constante de intensidade de corrente, o valor médio da força axial F_{gen_m} , ao longo do deslocamento, realizado entre as posições alinhamento e não-alinhamento, é definido, para cada fase, como:

$$F_{gen_m} = \frac{1}{z_a - z_u} \int_{z_u}^{z_a} F_{gen}(i, z)|_{i=const} dz \quad (5.80)$$

A força magnética axial desenvolvida pelo gerador é distribuída pela área das extremidades de duas saliências, em cada parte estrutural. Deste modo, a densidade média de força F_z

calcula-se por:

$$F_z = \frac{F_{gen_m}}{2\pi Db} \quad (5.81)$$

onde D é o diâmetro médio do entreferro e b é o maior valor verificado entre as larguras da saliência do primário e da saliência do secundário:

$$b = \max(b_p, b_s) \quad (5.82)$$

Dada a formulação subjacente ao projecto electromagnético descrito, este pode ser definido por um problema de optimização para o qual se pretende encontrar os valores de b_p , I_{max} e N_t que minimizem o valor da função objectivo dada pela equação (5.63). Contudo, este processo de cálculo é não-linear envolvendo as expressões ((5.30) - (5.63)) e as relações geométricas definidas para o respectivo modelo na secção 5.1.1. Para a sua solução será utilizado um algoritmo de optimização adequado o qual é descrito, mais à frente, neste trabalho. Para os restantes modelos, todas as expressões referentes a parâmetros e grandezas comuns ao Modelo A serão, por comodidade, omitidas.

5.2.2 Modelo B

O Modelo B é, em grande parte, descrito pelos mesmos parâmetros dimensionais que definem o Modelo A apesar de, os dois modelos, apresentarem configurações distintas. Na Figura 5.2, são indicados os parâmetros geométricos que definem a estrutura associado ao Modelo B . Pela condição (5.12), tem-se:

$$c_s = \tau_p - b_s \quad (5.83)$$

Assumindo o mesmo número de espiras para cada enrolamento de fase, a indutância não-saturada para a posição de alinhamento $L_{au,c}$ é dada por:

$$L_{au,c} = \frac{N_t^2}{\mathcal{R}} \quad (5.84)$$

sendo a relutância \mathcal{R} do respectivo circuito magnético dada pela expressão (5.55).

Dado que os enrolamentos de cada fase eléctrica do gerador se encontram ligados em série, o valor total da indutância de fase fica:

$$L_{au} = 2L_{au,c} = \frac{2N_t^2}{\mathcal{R}} \quad (5.85)$$

Para o valor máximo do fluxo magnético em cada enrolamento $\phi_{max,c}$, tem-se:

$$\phi_{max,c} = \frac{N_t I_{max}}{\mathcal{R}} \quad (5.86)$$

O valor máximo do fluxo ligado pelo respectivo enrolamento $\lambda_{max,c}$ calcula-se por:

$$\lambda_{max,c} = N_t \phi_{max} \quad (5.87)$$

O valor máximo do fluxo total ligado pela fase fica:

$$\lambda_{max} = 2\lambda_{max,c} \quad (5.88)$$

O comprimento longitudinal do primário L_p calcula-se através de:

$$L_p = 6 (2b_p + c_p) + 5spc \quad (5.89)$$

Para o Modelo B , a força axial electromagnética é suportada por quatro saliências. Assim, a densidade de força média fica:

$$F_z = \frac{F_{gen_m}}{4\pi Db} \quad (5.90)$$

com D o diâmetro médio do entreferro e b dado pela expressão (5.82).

5.2.3 Modelo C

Como ilustrado na Figura 5.3, a estrutura do Modelo C é definida por um maior número de parâmetros geométricos, relativamente aos modelos A e B . Assumindo o mesmo processo de cálculo analítico adoptado para o Modelo A , serão apenas apresentadas as formulações referentes aos parâmetros sujeitos a alterações e aos parâmetros exclusivos a este modelo.

A partir do valor b_p , especificado no início do projecto, são definidos os parâmetros:

$$h_p = b_p \quad (5.91)$$

$$b_{p2} = 2b_p \quad (5.92)$$

A altura do pólo do primário h_{p2} é calculada em função do diâmetro do fio condutor e do número de espiras do enrolamento da fase. Seguindo o mesmo procedimento utilizado no Modelo A , de acordo com as notações indicadas na Figura 5.7, o número de espiras dispostas na vertical é dado por:

$$v_{N_t} = \left\lfloor \frac{c_{p2} - 2w_v}{d_{wire,e}} \right\rfloor \quad (5.93)$$

Para número de espiras dispostas horizontalmente, fica:

$$h_{N_t} = \left\lceil \frac{N_t}{v_{N_t}} \right\rceil \quad (5.94)$$

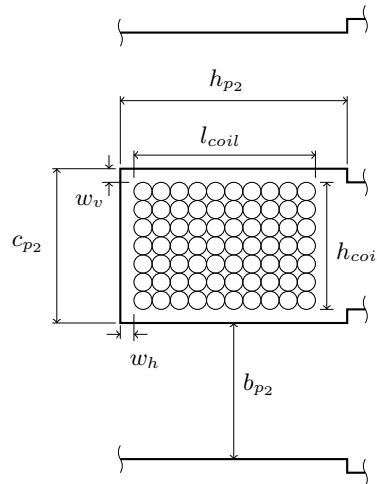


Figura 5.7 Parâmetros dimensionais associados à secção transversal do enrolamento de fase do Modelo C .

Com o valor de h_{coil} , calculado através da expressão (5.38), o parâmetro w_h é corrigido por:

$$w_h = \frac{c_{p2} - h_{coil}}{2} \quad (5.95)$$

Para a altura do pólo do primário h_{p2} tem-se:

$$h_{p2} = \frac{l_{coil}}{k_{fill}} \quad (5.96)$$

No dimensionamento dos núcleos de ligação do Modelo *C*, é utilizada a mesma abordagem aplicada para o Modelo *A*. No entanto, devem ser feitas novas considerações pelo facto do primário apresentar dois núcleos de ligação (n_{p2} e n_p) e por a secção do percurso magnético no secundário ser definida por duas saliências. Deste modo, para o primário seguir-se-á a notação indicada na Figura 5.8 e para o secundário será mantida a notação indicada na Figura 5.6, considerando-se o dobro da largura das saliências para o cálculo da área da secção transversal.

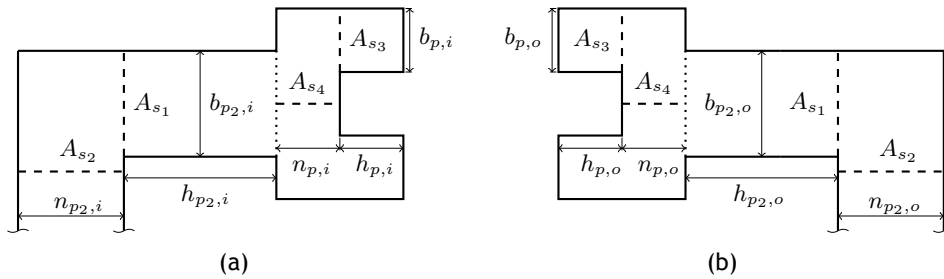


Figura 5.8 Notação das grandezas dimensionais do Modelo *C* para: a) parte interior e b) parte exterior.

Sendo o primário a parte interior do gerador, definem-se as seguintes relações geométricas:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} \quad (5.97)$$

$$r_2 = r_1 + n_{p2,i} \quad (5.98)$$

$$A_{s1} = 2\pi r_1 b_{p2,i} \quad (5.99)$$

$$A_{s2} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.100)$$

Para $A_{s1} = A_{s2}$, tem-se:

$$n_{p2,i}^2 + 2(r_1 - b_{p2,i})n_{p2,i} - 2b_{p2,i}r_1 = 0 \quad (5.101)$$

A espessura do núcleo de ligação dos pólos, com o primário localizado no interior, obtém-se pela solução da seguinte equação:

$$n_{p2,i} = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.102)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2(r_1 - b_{p2,i})$ e $C_3 = -2b_{p2,i}r_1$.

Confinando a análise às extremidades dos pólos, temos:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} + n_{p2,i} + h_{p2,i} \quad (5.103)$$

$$r_2 = r_1 + n_{p,i} \quad (5.104)$$

$$A_{s3} = 2\pi r_2 b_{p,i} \quad (5.105)$$

$$A_{s4} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.106)$$

Com $A_{s3} = A_{s4}$, resulta:

$$n_{p,i}^2 + 2(r_1 - b_{p,i})n_{p,i} - 2b_{p,i}r_1 = 0 \quad (5.107)$$

A solução para $n_{p,i}$ é dada por:

$$n_{p,i} = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.108)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2(r_1 - b_{p,i})$ e $C_3 = -2b_{p,i}r_1$.

Para a versão estrutural do Modelo C, em que o primário representa a parte exterior da máquina, definem-se as seguintes correspondências geométricas para o cálculo de $n_{p,o}$:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} + n_i + h_i + l_g + h_{p,o} \quad (5.109)$$

$$r_2 = r_1 + n_{p,o} \quad (5.110)$$

$$A_{s3} = 2\pi r_1 b_{p,o} \quad (5.111)$$

$$A_{s4} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.112)$$

Com $A_{s3} = A_{s4}$, é obtida a seguinte equação quadrática:

$$n_{p,o}^2 + 2r_1 n_{p,o} - 2b_{p,o}r_1 = 0 \quad (5.113)$$

O núcleo de ligação dos dentes $n_{p,o}$ calcula-se através de:

$$n_{p,o} = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.114)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2r_1$ e $C_3 = -2b_{p,o}r_1$.

Para o núcleo de ligação dos pólos, tem-se:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} + n_i + h_i + l_g + h_{p,o} + n_{p,o} + h_{p2,o} \quad (5.115)$$

$$r_2 = r_1 + n_{p2,o} \quad (5.116)$$

$$A_{s1} = 2\pi r_1 b_{p2,o} \quad (5.117)$$

$$A_{s2} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.118)$$

Igualando A_{s1} a A_{s2} , resulta:

$$n_{p2,o}^2 + 2r_1 n_{p2,o} - 2b_{p2,o}r_1 = 0 \quad (5.119)$$

A solução para $n_{p2,o}$ obtém-se por:

$$n_{p2,o} = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.120)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2r_1$ e $C_3 = -2b_{p2,o}r_1$.

Para o cálculo do núcleo de ligação do secundário, quando localizado no interior da máquina, são consideradas as seguintes relações:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} \quad (5.121)$$

$$r_2 = r_1 + n_i \quad (5.122)$$

$$A_{s1} = 4\pi r_2 b_i \quad (5.123)$$

$$A_{s2} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.124)$$

Igualando A_{s1} a A_{s2} :

$$n_i^2 + 2(r_1 - 2b_i)n_i - 4b_i r_1 = 0 \quad (5.125)$$

Pela solução da equação (5.125), n_i é obtido através de:

$$n_i = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.126)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2(r_1 - 2b_i)$ e $C_3 = -4b_i r_1$.

Com o secundário localizado no exterior da máquina, tem-se:

$$r_1 = \frac{D_{sft}}{2} + n_i + h_i + l_g + h_o \quad (5.127)$$

$$r_2 = r_1 + n_o \quad (5.128)$$

$$A_{s1} = 4\pi r_1 b_o \quad (5.129)$$

$$A_{s2} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (5.130)$$

Igualando A_{s1} e A_{s2} , resulta a seguinte equação quadrática:

$$n_o^2 + 2r_1 n_o - 4b_o r_1 = 0 \quad (5.131)$$

O parâmetro n_o determina-se por:

$$n_o = \frac{-C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1} \quad (5.132)$$

com $C_1 = 1$, $C_2 = 2r_1$ e $C_3 = -4b_o r_1$.

O diâmetro médio do entreferro D é condicionado pela localização do primário, que poderá ser interior ou exterior. Deste modo, para D tem-se:

$$D = \begin{cases} D_{sft} + 2n_{p2,i} + 2h_{p2,i} + 2n_{p,i} + 2h_{p,i} + l_g & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2n_i + 2h_i + l_g & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.133)$$

A relutância do circuito magnético associada a cada fase é calculada considerando que a respectiva área de secção é definida pela largura dos dentes de um pólo e pelo diâmetro médio

do entreferro. Assim, tem-se:

$$\mathcal{R} = \frac{l_g}{\mu_0 \pi D b_p} \quad (5.134)$$

Como a fase eléctrica do Modelo *C* apenas tem um enrolamento de fio condutor, a sua indutância não-saturada para a posição de alinhamento é dada por:

$$L_{au} = \frac{N_t^2}{\mathcal{R}} \quad (5.135)$$

O valor máximo do fluxo magnético fica:

$$\phi_{max} = \frac{N_t I_{max}}{\mathcal{R}} \quad (5.136)$$

Para o fluxo ligado, o seu valor máximo λ_{max} calcula-se por:

$$\lambda_{max} = N_t \phi_{max} \quad (5.137)$$

O comprimento de fio condutor l_{wire} , necessário para cada enrolamento, e a sua resistência eléctrica seguem o mesmo processo de cálculo apresentado para o Modelo *A*. No entanto, as dimensões que definem a área anelar de cada enrolamento de fase são estabelecidas por diferentes parâmetros geométricos. Deste modo, para r_{ci} e r_{co} tem-se:

$$r_{ci} = \begin{cases} \frac{D_{sft}}{2} + n_{p2} + w_h & \text{Primário localizado no interior} \\ r_{co} - l_{coil} & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.138)$$

$$r_{co} = \begin{cases} r_{ci} + l_{coil} & \text{Primário localizado no interior} \\ \frac{D_{sft}}{2} + n_s + h_s + l_g + h_p + n_p + h_{p2} - w_h & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.139)$$

A resistência eléctrica de cada fase R_a é dada por:

$$R_a = \rho_{e,cu} \frac{l_{wire}}{A_{wire,c}} \quad (5.140)$$

Os diâmetros interno $D_{p,int}$ e externo $D_{p,ext}$ do primário calculam-se por:

$$D_{p,int} = \begin{cases} D_{sft} & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s + l_g) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.141)$$

$$D_{p,ext} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_{p_2} + h_{p_2} + n_p + h_p) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s + l_g + h_p + n_p + n_{p_2} + h_{p_2}) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.142)$$

Para os diâmetros interno $D_{s,int}$ e externo $D_{s,ext}$ do secundário tem-se:

$$D_{s,int} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_{p_2} + h_{p_2} + n_p + h_p + l_g) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.143)$$

$$D_{s,ext} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_{p_2} + h_{p_2} + h_p + n_p + l_g + h_s + n_s) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.144)$$

Para o cálculo do comprimento longitudinal do primário L_p utiliza-se a seguinte expressão:

$$L_p = 3(4b_p + 2c_p + c_{p_2}) + 2spc \quad (5.145)$$

Como a força axial desenvolvida pela estrutura do Modelo C é distribuída pela área de quatro saliências, o valor médio para a densidade de força é calculado por (5.90).

5.2.4 Modelo D

O Modelo D apresenta um primário idêntico ao do Modelo A com a excepção de, o primeiro, ter menos pólos magnéticos e apresentar uma forma de dentes diferente, como ilustrado na Figura 5.4. Por esta razão, toda a formulação que permite dimensionar o primário do Modelo A é inteiramente aplicável ao presente modelo estrutural.

Quanto aos parâmetros que definem a forma das saliências, estes são dados em função de b_p pelas seguintes relações:

$$l_p = \frac{b_p}{4} \quad (5.146)$$

$$t_p = \frac{b_p}{4} \quad (5.147)$$

Relativamente ao secundário do Modelo D , a largura b_s , a altura h_s e a largura do corte l_s , referentes aos segmentos ferromagnéticos, são definidas pelas seguintes relações:

$$b_s = b_p + c_p \quad (5.148)$$

$$h_s = b_p \quad (5.149)$$

$$l_s = \frac{b_s}{4} \quad (5.150)$$

Neste modelo, o núcleo de ligação dos elementos do secundário n_s não pertence ao circuito magnético do gerador. Por isso, as suas dimensões devem ser seleccionadas em função da resistência estrutural necessária. Para o desenho base do Modelo D , é definida a seguinte relação para n_s :

$$n_s = h_s \quad (5.151)$$

Para o primário, os diâmetros interno $D_{p,int}$ e externo $D_{p,ext}$ determinam-se por:

$$D_{p,int} = \begin{cases} D_{sft} & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s + l_g) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.152)$$

$$D_{p,ext} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_p + h_p) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s + l_g + h_p + n_p) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.153)$$

Para o secundário, os diâmetros interno $D_{s,int}$ e externo $D_{s,ext}$ calculam-se através de:

$$D_{s,int} = \begin{cases} D_{sft} + 2(n_p + h_p + l_g) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.154)$$

$$D_{s,ext} = \begin{cases} D_{sft} + 2(h_p + n_p + l_g + h_s + n_s) & \text{Primário localizado no interior} \\ D_{sft} + 2(n_s + h_s) & \text{Primário localizado no exterior} \end{cases} \quad (5.155)$$

O comprimento longitudinal do primário L_p determina-se por:

$$L_p = 7b_p + 6c_p \quad (5.156)$$

Para o Modelo D , é admitido que a força axial desenvolvida pelo gerador é suportada por duas saliências, uma por cada enrolamento de fase. Assim, a densidade média de força é calculada através de:

$$F_z = \frac{F_{gen_m}}{4\pi D b_p} \quad (5.157)$$

com D o diâmetro médio e b_p a largura da saliência do primário.

5.3 Modelação do GLRVC

Para determinar as características dinâmicas do sistema de conversão eléctrico associado ao GLRVC, é necessário formular um modelo matemático que descreva o seu comportamento em regime transitório. Com recurso a métodos numéricos e cálculo computacional, é possível resolver o referido modelo e estimar, ao longo do tempo, a resposta do sistema para determinadas condições de operação. Assim, os factores variáveis no seu projecto podem ser previamente avaliados e adequadamente seleccionados de acordo com os requisitos pretendidos. O modelo matemático de máquinas de relutância variável tem por base a equação (4.9), que governa os fenómenos transitórios associados à conversão electromagnética de cada fase eléctrica. A solução desta equação pode ser obtida pela integração da derivada do fluxo ligado da fase em ordem ao tempo [156, 157] ou pela integração da taxa de variação da corrente da fase com o tempo [158, 159]. Para ambos os métodos é necessário estabelecer a relação das grandezas electromagnéticas de cada fase com a respectiva corrente eléctrica e com a posição relativa da parte móvel. Várias abordagens têm sido propostas na literatura para incluir estas relações no modelo matemático da máquina de modo a contabilizar o seu comportamento não-linear.

Em [69, 160] são utilizadas tabelas de observação para modelar as características electromagnéticas da máquina de relutância variável comutada. Estas são obtidas através da análise estática da máquina e definem uma base de dados, a partir da qual, as tabelas de observação são construídas. Assim, em função das variáveis já calculadas, é possível determinar as grandezas pretendidas por relação directa ou por interpolação.

Um outro método envolve a utilização de funções analíticas como aproximação da curvas electromagnéticas. A utilização de expressões analíticas simplifica os processos de cálculo que envolvem a diferenciação e a integração das grandezas electromagnéticas modeladas [128]. Por este método, a modelação das características electromagnéticas pode ser conseguida pelo ajuste de uma função apropriada a curvas definidas por dados discretos [161]. Para o mesmo efeito, podem ser utilizadas expressões analíticas com base na expansão da série de *Fourier* para obter a representação não-linear das características electromagnéticas de máquinas de relutância variável comutadas [162-165]. Uma abordagem mais elementar, e menos precisa, consiste em modelar as características utilizando funções por partes que permitem estabelecer, com as suas variáveis independentes, uma relação linear [166] ou não-linear [167].

Métodos com base em inteligência artificial foram já utilizados na modelação de máquinas de relutância variável comutadas. Este métodos implicam a utilização de redes neuronais e lógica difusa que, a partir de informação já conhecida sobre as características electromagnéticas, permitem desenvolver modelos matemáticos para a sua representação [168-171].

Em todos os métodos referidos, é necessária a existência de dados representativos das características electromagnéticas da máquina, as quais são obtidas para vários valores de corrente e diferentes posições relativas. As tabelas de observação fazem utilização directa desses dados na modelação da máquina. Os métodos com base em funções analíticas utilizam esses dados para adequar os valores dos coeficientes de uma dada expressão matemática para a representação das características não-lineares da máquina. O mesmo se aplica aos modelos com base em inteligência artificial que requerem já o conhecimento das características electromagnéticas da máquina para o treino de redes neuronais ou para a elaboração de funções de pertença em lógica difusa. Os dados discretos que relacionam as características electromagnéticas com os valores de corrente de fase e com a posição relativa podem ser obtidos por medições experimentais. No entanto este processo, apesar de fornecer curvas realistas, requer a existência de um modelo físico da máquina. Em situações de projecto, onde várias possibilidades estruturais

são analisadas com base no modelo matemático da máquina, a medição experimental para a sua caracterização torna-se impraticável sendo necessária a aplicação de métodos numéricos ou analíticos para o mesmo fim.

Em alternativa às medições experimentais, é utilizado o método de elementos finitos para a caracterização de máquinas de relutância variável comutadas. Este método recorre a um modelo geométrico da máquina para o cálculo numérico das suas grandezas electromagnéticas permitindo, deste modo, obter resultados bastante próximos da realidade. As desvantagens deste método reflectem-se na sofisticação associada à sua implementação e na necessidade de elevados recursos computacionais para o processamento da solução [172].

Porém, a existência de *software* comercial que utiliza o método de elementos finitos possibilita a análise de sistemas electromagnéticos sem a necessidade de um conhecimento aprofundado de electromagnetismo nem do processo computacional pelo qual o método é implementado. Por esta razão, o método de elementos finitos é cada vez mais adoptado para a análise e projecto de máquinas eléctricas.

Outra abordagem utilizada para determinar as características electromagnéticas da máquina de relutância variável incide em estabelecer um modelo de relutância equivalente para o circuito magnético da fase através do método de tubos de fluxo. Este método tem em conta o paralelismo das linhas de fluxo magnético, as quais são consideradas como circuitos de secção tubular e perpendicular ao fluxo magnético nele contido. Sendo, cada tubo de fluxo, qualificado por uma dada relutância magnética, é possível determinar a relutância total equivalente do circuito magnético da fase eléctrica para cada posição relativa. Aplicando a lei de *Ampère* a cada circuito, é determinado o valor numérico do respectivo fluxo magnético através de processos de cálculo iterativo [160, 173, 174]. Assim, pela relutância equivalente do circuito magnético da fase, é possível determinar as grandezas magnéticas que caracterizam a máquina. Apesar de apresentar uma abordagem menos complexa e mais rápida, este último método requer o conhecimento da distribuição das linhas de fluxo. Por isso, é pertinente efectuar análise através do método de elementos finitos para que os tubos de fluxo sejam devidamente especificados para uma determinada geometria.

O modelo matemático do gerador de relutância variável comutado é obtido pela análise do conversor electrónico de potência ilustrado na Figura 4.15. Pelo facto de as fases eléctricas do gerador apresentarem circuitos magnéticos idênticos e por partilharem os mesmos princípios de conversão, a sua análise será generalizada de acordo com a convenção indicada na Figura 5.9.

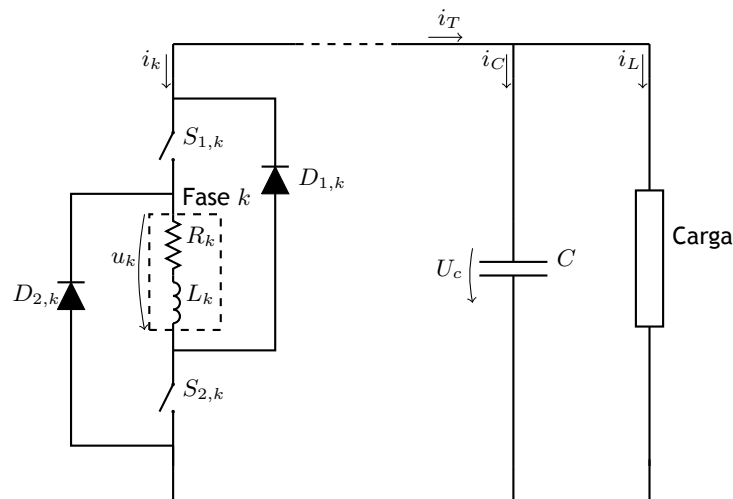


Figura 5.9 Convenção utilizada para o modelo matemático do GLRVC Tubular.

Para cada fase k , a tensão aos seus terminais é dada por:

$$u_k = R_{a_k} i_k + \frac{d\lambda_k}{dt} \quad (5.158)$$

sendo, para cada fase k , R_{a_k} a resistência interna dos seus enrolamentos, i_k a corrente eléctrica, $\lambda_k(z_k, i_k)$ o fluxo magnético ligado e z_k a posição eléctrica da fase.

O fluxo magnético ligado é dado por:

$$\lambda_k = \sum_{j=1}^q \lambda_{kj}(z_j, i_j) \quad (5.159)$$

em que $\lambda_{kj}(z_j, i_j)$ indica o fluxo magnético ligado induzido pela corrente da fase j nos enrolamentos da fase k . Para o caso em que $j = k$, tem-se o fluxo magnético ligado próprio da fase k . Substituindo a expressão (5.159) em (5.158), fica:

$$u_k = R_{a_k} i_k + \sum_{j=1}^q \frac{d\lambda_{kj}(z_j, i_j)}{dt} \quad (5.160)$$

Aplicando a regra da cadeia à expressão (5.160) tem-se:

$$u_k = R_{a_k} i_k + \left(L_k(z_k, i_k) + i_k \frac{dL_k}{di_k}(z_k, i_k) \right) \frac{di_k}{dt} + v i_k \frac{dL_k}{dz_k}(z_k, i_k) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^q \left[\left(M_{kj}(z_j, i_j) + i_j \frac{dM_{kj}}{di_j}(z_j, i_j) \right) \frac{di_j}{dt} + v i_j \frac{dM_{kj}}{dz_j}(z_j, i_j) \right] \quad (5.161)$$

em que, L_k é a indutância própria da fase k e M_{kj} a indução mútua entre as fases k e j . A velocidade linear do secundário v é dada por:

$$v = \frac{dz_k}{dt} = \frac{dz_j}{dt} \quad (5.162)$$

Em cada fase k , o valor da respectiva força contra-electromotriz emf_k calcula-se através de:

$$emf_k = v \left[i_k \frac{dL_k}{dz_k}(z_k, i_k) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^q \left(i_j \frac{dM_{kj}}{dz_j}(z_j, i_j) \right) \right] \quad (5.163)$$

Quando os efeitos de indução das fases adjacentes não são contabilizados, as expressões (5.160) e (5.161) reduzem-se, respectivamente a:

$$u_k = R_{a_k} i_k + \frac{d\lambda_{kk}(z_k, i_k)}{dt} \quad (5.164)$$

$$u_k = R_{a_k} i_k + \left(L_k(z_k, i_k) + i_k \frac{dL_k}{di_k}(z_k, i_k) \right) \frac{di_k}{dt} + v i_k \frac{dL_k}{dz_k}(z_k, i_k) \quad (5.165)$$

Durante o processo de conversão, as fases eléctricas do gerador efectuem trocas de energia com o condensador presente no circuito de potência. No período de excitação, o condensador fornece energia à fase e no período de geração recebe energia desta. Devido a estas trocas

energéticas, verificam-se flutuações no valor da tensão eléctrica do condensador as quais, por consequência, se reflectem na tensão eléctrica aos terminais das fases e à saída do circuito electrónico de conversão. De acordo com a convenção indicada no circuito da Figura 5.9, a tensão eléctrica aos terminais do condensador relaciona-se com a corrente eléctrica à sua entrada i_c e com o valor da sua capacidade C por:

$$i_c = C \frac{dU_c}{dt} \quad (5.166)$$

A corrente eléctrica total que circula das fases do gerador para o condensador e para a carga é indicada por i_T e resulta da seguinte expressão:

$$i_T = \sum_{k=1}^q i_k \quad (5.167)$$

Relacionando a corrente eléctrica total das fases com a corrente eléctrica à entrada do condensador e com a corrente eléctrica que flui pela carga i_L , tem-se:

$$i_T = i_c + i_L \quad (5.168)$$

A tensão do barramento DC é imposta pela tensão aos terminais do condensador, ficando:

$$U_{bus} = U_c \quad (5.169)$$

De acordo com as expressões (5.160) e (5.161), a equação da tensão da fase apresenta duas formas distintas a partir das quais se pode obter o seu comportamento electromagnético em regime transitório. Pela equação (5.160), o fluxo ligado pode ser obtido por integração da sua derivada em ordem ao tempo. Com o valor do fluxo ligado, a partir das características electromagnéticas da máquina, é possível determinar a corrente eléctrica da fase e a força electromagnética para uma dada posição. Contudo, esta abordagem apenas se torna adequada quando as componentes de fluxo magnético ligado induzido pelas fases adjacentes são desprezadas, ou seja, quando apenas o fluxo próprio das fases é considerado na análise.

Para que os efeitos de indutância mútua possam ser contabilizados na simulação do gerador, é necessário utilizar a equação (5.161). Esta permite modelar o comportamento do gerador em função das correntes eléctricas de fase e respectivas indutâncias. Os fenómenos de indução mútua são incluídos no modelo pelas funções de indutância, sendo o valor da corrente eléctrica da fase calculado directamente pela integração da respectiva taxa de variação temporal. Recorrendo às características electromagnéticas da máquina, os valores da força electromagnética e do fluxo magnético são obtidos em função do valor da corrente eléctrica e da posição relativa.

Se os efeitos de indução das fases adjacentes forem desprezados, as duas abordagens permitem modelar cada fase apenas por uma equação, sendo a expressão (5.160) a mais simples de implementar uma vez que requer um menor número de características magnéticas em função da corrente e da posição relativa do secundário.

Para que o modelo possa ser definido por completo, resta estabelecer a tensão eléctrica aos terminais de cada fase. Este valor é determinado pelo circuito eléctrico que se encontra associado à respectiva fase em cada período de conversão. Na Figura 5.10 encontram-se esquematizadas as diferentes configurações de circuito eléctrico em que a fase poderá estar incluída.

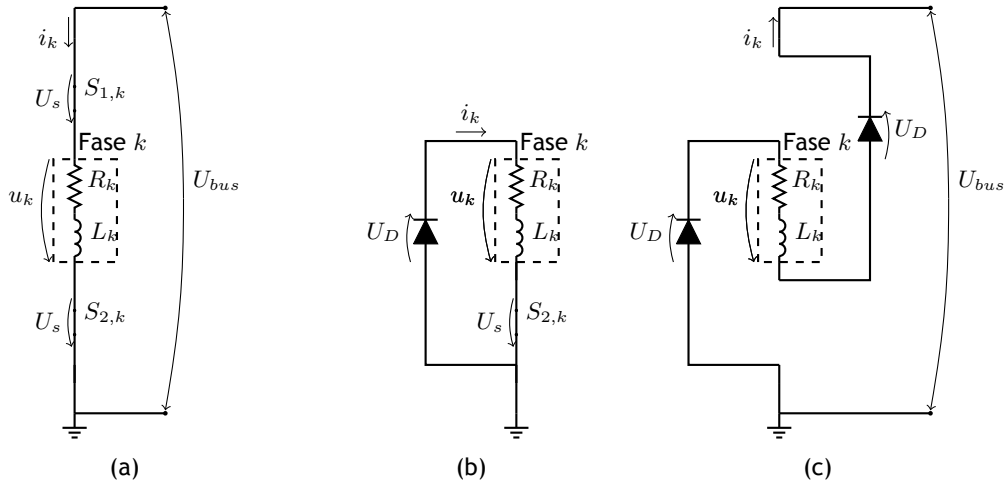


Figura 5.10 Circuito eléctrico de cada fase para: (a) período de excitação, (b) período de roda livre e (c) período de geração.

Para os vários períodos de conversão, a tensão eléctrica aos terminais da fase u_k é determinada por:

$$u_k = \begin{cases} U_{bus} - 2U_s, & S_{1,k} \text{ e } S_{2,k} \text{ fechados} \\ -U_{bus} - 2U_D, & S_{1,k} \text{ e } S_{2,k} \text{ abertos} \\ -U_D - U_s, & S_{1,k} \text{ aberto e } S_{2,k} \text{ fechado} \end{cases} \quad (5.170)$$

onde U_s e U_D representam, respectivamente, as quedas de tensão aos terminais de cada interruptor electrónico e de cada díodo.

Para calcular as características electromagnéticas, necessárias ao modelo matemático, será utilizado o *software* comercial *MagNet*® da *Infolytica*. Pelo método de elementos finitos são calculadas, em função da posição e da intensidade da corrente eléctrica para cada fase, as distribuições do fluxo magnético ligado e da força linear electromecânica F_{em} segundo a direcção axial.

Sabendo a distribuição do fluxo ligado para a fase k , a respectiva indutância própria é determinada de acordo com expressão (4.4), ficando:

$$L_k = \frac{\lambda_{kk}(z_k, i_k)}{i_k} \quad (5.171)$$

Seguindo a mesma definição, a indutância mútua entre as fases k e j é dada por:

$$M_{kj} = M_{jk} = \frac{\lambda_{kj}(z_k, i_j)}{i_j} = \frac{\lambda_{jk}(z_j, i_k)}{i_k} \quad (5.172)$$

Para o cálculo da taxa de variação das indutâncias com a posição e com a corrente eléctrica é utilizado o método de diferenças finitas. Para uma grandeza electromagnética $\Upsilon = f(x, y)$, a respectiva derivada discreta em ordem a x no ponto (x_j, y_l) é dada por:

$$\Upsilon(x_j, y_l) = \frac{\Upsilon(x_{j+1}, y_l) - \Upsilon(x_j, y_l)}{x_{j+1} - x_j} \quad (5.173)$$

com

$$j = 1, 2, \dots, n_x - 1 \quad \text{e} \quad l = 1, 2, \dots, n_y - 1$$

em que n_x e n_l representam, respectivamente, o número de elementos discretos que definem as variáveis x e y . Para o último elemento de x é necessário estabelecer um ponto adicional para que a derivada possa ser calculada. Assim, é definido um ponto com uma diferença de valor reduzida relativamente ao último elemento. Sendo h_x a referida diferença de valor, tem-se:

$$\Upsilon(x_{n_x}, y_l) = \frac{\Upsilon(x_{n_x+1}, y_l) - \Upsilon(x_{n_x}, y_l)}{h_x} \quad (5.174)$$

com $x_{n_x+1} = x_{n_x} + h_x$.

Para o valor total da força electromecânica linear exercida no secundário F_{gen} , tem-se:

$$F_{gen}(t) = \sum_{k=1}^q F_{em,k}(z_k, i_k) \quad (5.175)$$

onde $F_{em,k}$ representa a componente de força electromecânica de cada fase k .

Para efeito de análise dos vários processos de transferência de energia pelos elementos que constituem o sistema electrónico do GLRVC tubular, é definido o valor médio da potência eléctrica \bar{P}_e durante um intervalo de tempo $\Delta t = t_1 - t_0$ através de:

$$\bar{P}_e = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_1} u i dt = \frac{W_e}{\Delta t} \quad (5.176)$$

sendo W_e a energia eléctrica transferida durante Δt .

O valor médio de potência mecânica \bar{P}_{mec} que o gerador consegue extrair da parte móvel, a uma determinada velocidade v , pode ser estimado pelo valor médio da força electromecânica linear \bar{F}_{gen} através de:

$$\bar{P}_{mec} = \bar{F}_{gen} v \quad (5.177)$$

sendo \bar{F}_{gen} calculado a partir de:

$$\bar{F}_{gen} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_1} F_{gen}(t) dt \quad (5.178)$$

Sabendo os valores médios da potência eléctrica gerada \bar{P}_{gen} e da potência mecânica extraída \bar{P}_{mec} , a eficiência eléctrica de conversão η_e pode ser calculada através:

$$\eta_e = \frac{\bar{P}_{gen}}{\bar{P}_{mec}} \quad (5.179)$$

com \bar{P}_{mec} dado pela expressão (5.177) e \bar{P}_{gen} calculado através de:

$$\bar{P}_{gen} = \frac{W_{gen}}{\Delta t} \quad (5.180)$$

A formulação matemática até agora apresentada foi estabelecida de acordo com a posição eléctrica da fase do gerador. Esta posição delimita um valor entre a posição de não-alinhamento da fase e a posição de não-alinhamento oposta. À medida que a posição absoluta do secundário varia progressivamente, a posição eléctrica de cada fase descreve um perfil periódico. Apesar da variação da posição eléctrica ser igual entre fases, os seus valores instantâneos são diferentes devido ao desfasamento que nestas se verifica. A relação entre a posição eléctrica de uma fase

z_k e a posição mecânica do secundário z_{mech} é estabelecida a partir da seguinte expressão:

$$z_k = -S_t + \left(\frac{z_{mech} - k_{offset} - S_t}{2S_t} - \left\lfloor \frac{z_{mech} - k_{offset} - S_t}{2S_t} \right\rfloor \right) 2S_t \quad (5.181)$$

onde, o parâmetro k_{offset} representa o desfasamento entre posições eléctricas de duas fases consecutivas. Na Figura 5.11 é ilustrada a relação dada pela expressão (5.181).

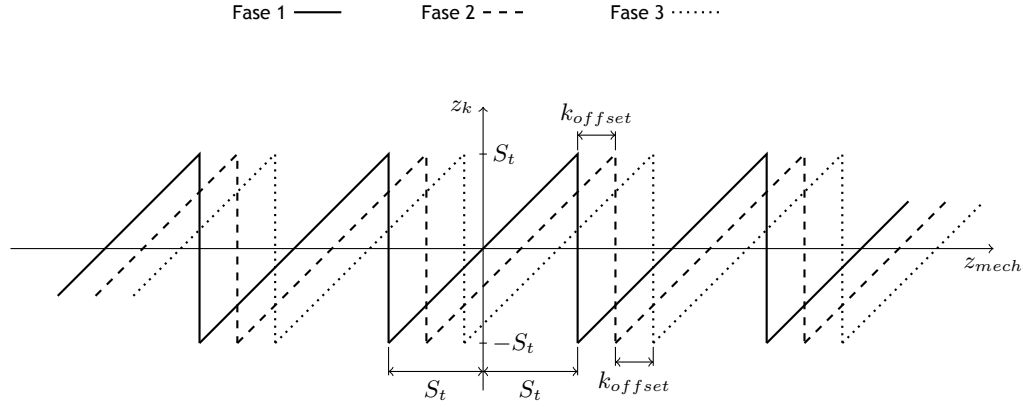


Figura 5.11 Posição eléctrica em função da posição mecânica.

O modelo matemático formulado para o GLRVC é definido por um problema não-linear de valor inicial. Para a solução do mesmo é necessário efectuar a integração numérica das equações diferenciais que regem o seu comportamento dinâmico. A implementação computacional do modelo e respectiva análise é feita em *Simulink*®, um ambiente gráfico de programação integrado no *software Matlab*®, próprio para a simulação de modelos dinâmicos. De acordo com as possibilidades de implementação computacional oferecidas por esta ferramenta, foram elaboradas várias versões para a simulação do modelo dinâmico do GLRVC tubular. As várias versões foram implementadas de acordo com o modelo esquematizado na Figura 5.12 e podem ser encontradas no Anexo A. Estas diferem, entre si, no grau de simplificação assumido para o modelo implementado. Modelos mais simples permitem reduzir o tempo de simulação enquanto fornecem uma solução menos exacta e apresentam menor flexibilidade na análise e na validação de algoritmos de controlo.

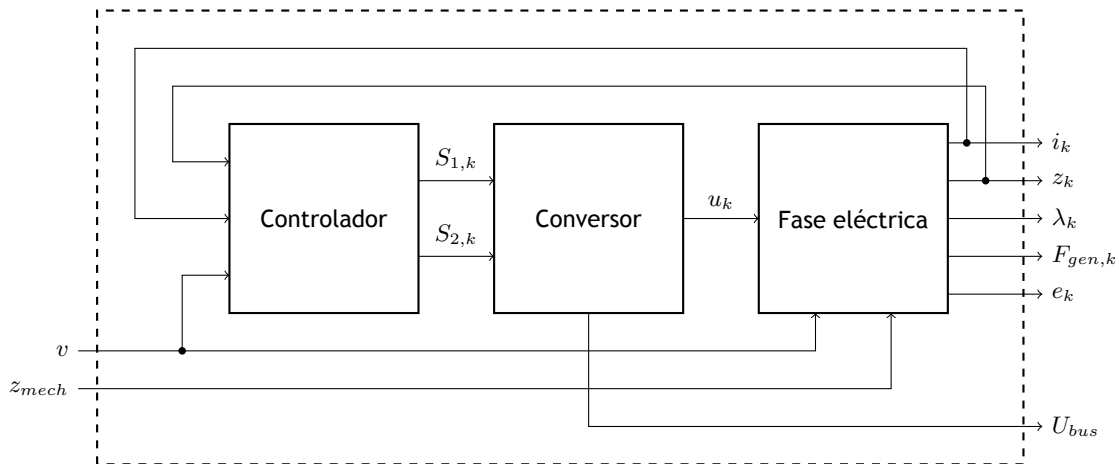


Figura 5.12 Esquema do modelo matemático do GLRVC tubular.

5.4 Controlo

A operação da máquina de relutância variável comutada é influenciada pelas posições eléctricas de cada fase para as quais se dá a comutação dos interruptores electrónicos. Porém, a utilização de valores fixos para estas posições, principalmente a velocidade de operação variável, é susceptível de provocar a instabilidade do sistema, no qual a tensão aos terminais do conversor poderá variar consideravelmente de acordo com a carga eléctrica que alimenta [124]. Por esta razão surge a necessidade de um controlo em malha fechada. Neste tipo de controlo, as grandezas físicas que caracterizam o desempenho da máquina são monitorizadas e, em função destas, são estabelecidas as posições de comutação que permitem atingir os valores de referência pretendidos. De acordo com [175], no funcionamento em regime de geração, o controlo deve ser aplicado com a finalidade de preservar o valor da tensão eléctrica à saída do conversor e alcançar a máxima eficiência de conversão. O valor da tensão aos terminais do conversor varia de acordo com a intensidade de corrente eléctrica na carga e nas fases, durante o processo de conversão. Além disso, a energia mecânica extraída para conversão resulta da força electromecânica que o gerador exerce, a qual, é consequência da intensidade de corrente eléctrica que circula na fase durante os períodos de excitação e de geração. Através de uma estratégia de comutação adequada, é possível controlar a corrente eléctrica para que a tensão e eficiência de conversão atinjam os valores desejados. O perfil da corrente eléctrica é influenciado, não só pela tensão aos terminais da fase e instantes de comutação, mas também pela velocidade da parte móvel do gerador. Durante o período de geração, para velocidades superiores à velocidade nominal, a intensidade de corrente aumenta durante um curto intervalo de tempo. O seu valor máximo é determinado pelas posições de comutação mas o instante em que ocorre não é controlável.

Para um funcionamento a velocidades baixas, a força contra-electromotriz desenvolvida não consegue superar a tensão aos terminais do conversor e, por isso, a corrente tem tendência a diminuir progressivamente. Para este caso, é necessário recorrer a um processo de comutações sucessivas para regular a tensão aplicada aos terminais da fase e, consequentemente, regular a intensidade de corrente para um valor de referência [130]. A baixas velocidades, a intensidade de corrente pode ser mantida próxima de um valor de referência através de um controlo por banda de histerese ou por uma modulação de largura de pulso (PWM) [134, 176]. No controlo por banda de histerese a intensidade de corrente eléctrica é confinada a um determinado intervalo de valores durante todo o ciclo de conversão. Quando os limites estipulados para a variação da intensidade de corrente na fase são alcançados, é feita a comutação adequada dos respectivos interruptores para que esta se aproxime, novamente, do seu valor de referência. A comutação dos interruptores é condicionada pela taxa de variação da corrente na fase e, por isso, apresenta uma frequência variável [177]. Em alternativa, a modulação por largura de impulso possibilita a comutação dos interruptores electrónicos a uma frequência fixa. Definindo a largura de pulso, é possível estabelecer a tensão média aplicada aos terminais da fase e, assim, regular a intensidade da corrente para um valor pretendido [124].

O controlo do gerador de relutância variável comutado consiste na selecção dos valores adequados para os parâmetros que influenciam o seu desempenho. A velocidades superiores à velocidade base, apenas são contabilizadas as posições eléctricas que delimitam o período de excitação. Para aplicar o controlo de corrente a velocidades baixas, é necessário, também, definir o valor de referência para a intensidade da corrente.

Com base no modelo matemático do gerador, é possível estabelecer uma relação entre os valores dos parâmetros de controlo e as grandezas que se pretendem controlar. Estas relações

são incluídas no processo de controlo através de tabelas de observação ou expressões analíticas a estas ajustadas. Deste modo, em função das variáveis de funcionamento do gerador podem ser definidos os parâmetros de controlo apropriados [59, 178-180].

Para geradores rotativos, é proposto por [181] um controlo óptimo em tempo real que utiliza um controlador PI para calcular o valor de referência da corrente da fase, em função do erro verificado entre a tensão à saída do conversor e o respectivo valor pretendido. Pelo modelo linear do gerador, é estabelecida uma relação matemática entre a velocidade de rotação, a tensão aos terminais do conversor, a intensidade da corrente na fase e os ângulos de comutação. Estes últimos são determinados em função da carga eléctrica pretendida no sistema de conversão. A mesma abordagem é adoptada por [182] para o controlo sem regulação de corrente. No entanto, nesta aplicação, o controlo PI é utilizado para calcular o valor óptimo do fluxo ligado máximo com base no erro verificado para a tensão à saída do conversor. Pelo modelo matemático linear do gerador, são obtidos os ângulos de comutação que permitem atingir o valor óptimo do fluxo ligado máximo. Com o objectivo de conseguir máxima eficiência de geração a velocidades elevadas, em [183] é utilizado o controlo PI para determinar o ângulo que inicia o período de excitação tendo em conta o valor médio da corrente eléctrica à saída do conversor. O ângulo em que o respectivo período termina é ajustado, incrementalmente, de acordo com a razão entre o *ripple* da referida corrente e o seu valor médio. Com aplicação em geradores lineares de relutância variável comutados, o controlo PI é utilizado por [57] para regular intensidade de corrente na fase com o objectivo de minimizar o *ripple* da tensão à saída do conversor.

De acordo com [184], apesar de o controlo PI ser robusto e simples de implementar, o seu desempenho é facilmente condicionado pela alteração dos parâmetros que regem a dinâmica dos sistemas. Além disso, para sistemas não-lineares, o cálculo dos ganhos do controlador PI revela ser bastante complexo. Por esta razão, os mesmos autores, propõem, como alternativa, a utilização de uma rede neuronal adaptativa para regular os parâmetros de controlo de um gerador de relutância variável comutado rotativo. Outras estratégias de controlo com base em métodos de inteligência artificial são adoptadas em [185-187], onde a lógica difusa é aplicada para determinar os parâmetros óptimos de controlo no mesmo tipo de máquina.

5.4.1 Controlo por histerese

O controlo por histerese é utilizado para manter a intensidade da corrente eléctrica perto de um valor pretendido. Nesta estratégia é estabelecido um intervalo de valores, denominado por banda de histerese h_b , dentro do qual é mantida a intensidade da corrente eléctrica, através da comutação dos interruptores electrónicos responsáveis pela excitação da fase. Como ilustrado na Figura 5.13(a), a intensidade da corrente eléctrica oscila perto de um valor de referência i_{ref} , sendo a amplitude de oscilação definida pela largura da banda de histerese. No controlo por histerese, o estado dos interruptores electrónicos são estabelecidos em função do erro da corrente de fase e_i de acordo com a lógica esquematizada na Figura 5.13(b). Se o valor do erro for menor que o limite inferior da banda de histerese ($-h_b/2$), os interruptores electrónicos são fechados de modo excitar a fase e, conseqüentemente, a aumentar a intensidade de corrente. Quando o valor desta última grandeza ultrapassar o limite superior da banda de histerese ($h_b/2$), os interruptores são abertos e uma tensão negativa é aplicada aos terminais da fase. Neste instante, inicia-se o período de geração no qual a intensidade da corrente diminui progressivamente até atingir, novamente, o valor referente ao limite inferior da banda de histerese [185].

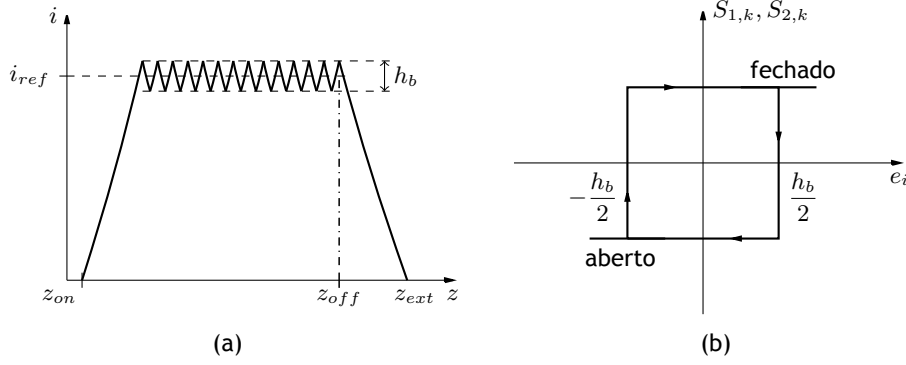


Figura 5.13 Controlo por histerese: (a) Perfil da corrente eléctrica na fase e (b) lógica de controlo.

Pelo facto de apenas a intensidade da corrente eléctrica ser limitada, deste tipo de controlo resulta uma frequência de comutação variável a qual é condicionada pela largura da banda de histerese e pelo comportamento dinâmico do gerador. O ciclo de conversão é caracterizado por vários períodos de geração e de excitação consecutivos que ocorrem enquanto a posição eléctrica da fase está compreendida entre z_{on} e z_{off} e a parte móvel do gerador se encontra em movimento. Quando a velocidade é nula, e não é possível realizar geração eléctrica, os interruptores electrónicos devem encontrar-se abertos para que não seja consumida energia pelo gerador. Assim, para cada fase k , o controlador de histerese fornece os estados dos interruptores $S_{1,k}$ e $S_{2,k}$ em função dos valores da velocidade do secundário v , da intensidade de corrente eléctrica de referência i_{ref} , da largura da banda de histerese h_b e das posições eléctricas z_{on} e z_{off} . As instruções subjacentes a este controlo encontram-se indicadas no Algoritmo 1.

O controlo por histerese permite manter a intensidade da corrente na fase perto de um valor de referência durante o ciclo de conversão definido. No entanto, o desempenho do gerador é condicionado pelos os parâmetros z_{on} , z_{off} , h_b e i_{ref} . Assim, o controlo óptimo reside no cálculo dos valores destes parâmetros que maximizem a energia eléctrica gerada. Utilizando o modelo matemático do sistema de conversão, os valores óptimos para os parâmetros serão determinados por intermédio de um método de optimização que assume o modelo matemático do sistema como função objectivo.

Confinando a análise ao sistema de absorção pontual, deve ser considerada a influência do gerador linear no comportamento dinâmico do sistema. O gerador linear é responsável por amortecer o movimento da parte móvel do sistema convertendo, durante este processo, a energia cinética associada ao respectivo movimento em energia eléctrica. Por esta razão, deve ser permitido que a parte móvel desenvolva uma determinada velocidade durante o processo da extracção de energia das ondas. Se a força do gerador for excessiva, a velocidade da parte móvel poderá ser reduzida e, por consequência, limitará o aproveitamento energético do sistema. Para situações em que a força do gerador oferece pouca resistência ao movimento da parte móvel, apenas uma pequena fracção da energia disponível para geração eléctrica pode ser efectivamente convertida limitando, também, o aproveitamento energético do sistema. Assim, para cada condição de operação imposta pela acção das ondas, existe um valor para a intensidade da força do gerador que permite maximizar a extracção de energia. Controlando o valor da força exercida pelo gerador, é possível otimizar a eficiência de conversão do sistema de absorção pontual. Esta técnica de controlo tem a designação de procura do ponto de máxima potência (MPPT) tendo sido já aplicada em [188] no controlo de um dispositivo de absorção pontual através de um gerador linear de magnetos permanentes. O mesmo conceito é utilizado em [62] para um sistema de conversão de energia eólica sendo, o controlo, aplicado a um ge-

Algoritmo 1 Algoritmo de controlo por histerese.

```

1:  $e_i = i_k - i_{ref}$ 
2: if  $v > 0$  then
3:   if  $z_k \geq z_{on}$  e  $z_k < z_{off}$  then
4:     if  $e_i > \frac{h_b}{2}$  then
5:        $S_{1,k} \leftarrow aberto$ 
6:        $S_{2,k} \leftarrow aberto$ 
7:     else if  $e_i < -\frac{h_b}{2}$  then
8:        $S_{1,k} \leftarrow fechado$ 
9:        $S_{2,k} \leftarrow fechado$ 
10:    else
11:       $S_{1,k} \leftarrow aberto$ 
12:       $S_{2,k} \leftarrow aberto$ 
13:  else if  $v < 0$  then
14:    if  $z_k \leq -z_{on}$  e  $z_k > -z_{off}$  then
15:      if  $e_i > \frac{h_b}{2}$  then
16:         $S_{1,k} \leftarrow aberto$ 
17:         $S_{2,k} \leftarrow aberto$ 
18:      else if  $e_i < -\frac{h_b}{2}$  then
19:         $S_{1,k} \leftarrow fechado$ 
20:         $S_{2,k} \leftarrow fechado$ 
21:      else
22:         $S_{1,k} \leftarrow aberto$ 
23:         $S_{2,k} \leftarrow aberto$ 
24:    else
25:       $S_{1,k} \leftarrow aberto$ 
26:       $S_{2,k} \leftarrow aberto$ 

```

rador de relutância variável comutado rotativo. Neste último caso de estudo, a estratégia de controlo inside em modificar o binário do gerador pela perturbação da intensidade de corrente na fase e monitorizar o seu impacto na potência eléctrica fornecida pelo gerador. De acordo com a variação de potência verificada, o valor de corrente continua a ser perturbado no mesmo sentido caso se verifique um aumento de potência ou em sentido contrário se a potência diminuir com a alteração do valor de corrente na fase.

Para este trabalho será proposta uma técnica semelhante, para a qual será monitorizada a velocidade da parte móvel do sistema de absorção pontual em alternativa à potência eléctrica gerada. Esta última grandeza está sujeita a uma taxa de variação elevada devido aos processos de excitação e de geração que ocorrem na fase eléctrica. Por esta razão, torna-se difícil acompanhar o seu valor de modo a estabelecer um controlo adequado.

Pela monitorização da velocidade da parte móvel do sistema, é possível permitir que a força do gerador acompanhe a força de excitação provocada pelas ondas no dispositivo. Assim, quando o módulo da velocidade aumenta, a aceleração do sistema é positiva, implicando que a força resultante neste exercida seja, também, positiva. Neste caso, o valor de corrente na fase pode ser incrementado com o objectivo de aumentar a força de resistência do gerador e, consequentemente, a conversão de energia mecânica em energia eléctrica. Quando o módulo da velocidade decai, as forças de resistência ao movimento são superiores às forças de excitação das ondas e, por isso, devem ser reduzidas de modo a evitar uma perda abrupta de energia cinética. Nesta situação, a corrente de fase é decrementada gradualmente enquanto se verifique a perda de velocidade no sistema.

Seguindo a lógica de controlo descrita e assumindo valores fixos para z_{on} , z_{off} e h_b , o valor de referência para a corrente na fase é dado por:

$$i_{ref}(t) = \begin{cases} i_{ref}(t-1) - \Delta i & v(t) < v(t-1) \\ i_{ref}(t-1) + \Delta i & v(t) > v(t-1) \\ 0 & v(t) = v(t-1) \text{ ou } v(t-1) = 0 \end{cases} \quad (5.182)$$

para:

$$0 < i_{ref}(t) \leq i_{ref,max}$$

em que Δi representa o valor incremental estipulado para corrente de referência e $i_{ref,max}$ o valor máximo admitido para esta grandeza.

A expressão (5.182) permite definir o valor da corrente de referência a adoptar para o controlador por histerese no instante t . Este valor, compreendido ente 0 e $i_{ref,max}$, encontra-se sujeito a um período de actualização o qual, neste trabalho, é representado por T_{act} .

5.4.2 Controlo PI

A tensão no barramento DC será regulada por um controlador proporcional e integral (PI), o qual fornece o valor do *duty-cycle* a aplicar ao conversor DC/DC em função do desvio da tensão relativamente ao seu valor de referência. A expressão geral que define o controlador PI é dada em [189], por:

$$s(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (5.183)$$

onde s representa a variável de controlo, e o erro associado à grandeza a controlar e K_p e K_i os ganhos proporcional e integral do erro $e(t)$, respectivamente.

Para o controlo do conversor *DC-DC* é estabelecido um valor inicial para o *duty-cycle* (\mathcal{D}_{init}) ao qual se adiciona o valor fornecido pelo controlador PI. Assim, o *duty-cycle* aplicado ao conversor *DC-DC* varia de acordo com a seguinte relação:

$$\mathcal{D}(t) = \mathcal{D}_{init} + \Delta \mathcal{D}(t) \quad (5.184)$$

O parâmetro $\Delta \mathcal{D}$ é obtido através de:

$$\Delta \mathcal{D}(t) = K_p e_U(t) + K_i \int_0^t e_U(\tau) d\tau \quad (5.185)$$

sendo e_U , o erro normalizado entre o valor da tensão no barramento DC e o respectivo valor de referência U_{ref} :

$$e_U(t) = \frac{U_{ref} - U_{bus}(t)}{U_{ref}} \quad (5.186)$$

Para que o controlador PI seja estável, é necessário determinar os valores apropriados dos ganhos K_p e K_i . Em sistemas não-lineares, este processo pode revelar-se bastante difícil de realizar, especialmente pelos métodos clássicos existentes para o efeito. Como alternativa aos métodos clássicos, a utilização dos algoritmos heurísticos, como o método de optimização enxame de partículas (PSO), permite superar esta dificuldade pela sua eficácia na optimização de

problemas com funções objectivo não-lineares [190]. Por esta razão, o mesmo procedimento será aplicado no presente trabalho para determinar os valores dos parâmetros K_p e K_i mais adequados para regular os valor de tensão eléctrica no barramento através do controlo do conversor DC/DC. Os ganhos devem ser procurados com o objectivo de encontrar a melhor resposta dinâmica do controlador. Para o efeito, existem vários critérios que permitem quantificar o desempenho do controlador em função da evolução temporal do erro, que se verifica entre a grandeza a controlar e o valor de referência para esta estipulado. Dos vários critérios adoptados na literatura, o integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo (*ITAE*) destaca-se por apresentar oscilações mais reduzidas e maior sensibilidade de análise [191]. Este critério é dado por:

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e_u(t)| dt \quad (5.187)$$

Recorrendo ao modelo matemático do sistema de conversão de energia eléctrica em estudo neste trabalho, os ganhos do controlador PI do conversor DC/DC serão determinados com o objectivo de minimizar a expressão (5.187).

Capítulo 6

Processos de Optimização

A capacidade de geração eléctrica em máquinas lineares de relutância variável comutadas depende da velocidade da sua parte móvel e da taxa de variação da indutância com o seu deslocamento. O primeiro factor é regulado pela natureza da força externa que acciona a máquina e impõe a velocidade de operação. O segundo factor depende das características electromagnéticas inerentes à configuração geométrica da máquina a qual, durante o seu projecto, pode ser ajustada de modo a maximizar as suas capacidades de geração. Para um funcionamento óptimo, é necessário identificar as grandezas eléctricas dentro das quais o conversor electrónico deve operar e estabelecer uma estratégia de controlo apropriada. Por esta razão, torna-se pertinente determinar os melhores valores para os parâmetros que governam o funcionamento do sistema de conversão associado ao GLRVC tubular. No entanto, em situações onde o número de variáveis a determinar é elevado, torna-se impraticável a execução de cálculos para todas as combinações possíveis de valores, o que leva a um processo bastante demorado e, por isso, indesejável. Para evitar este processo exaustivo, são utilizados métodos de optimização de modo a reduzir o tempo de procura dos valores que maximizem (ou minimizem) uma dada característica representada por uma função. Em geral, a optimização de máquinas eléctricas é caracterizada por problemas não-lineares que envolvem funções objectivo dependentes de um número considerável de variáveis. Para funções com mais de 3 variáveis, é impossível visualizar o seu perfil e, por isso, identificar, graficamente, a localização de máximos (ou mínimos) locais e globais.

Neste tipo de situações é descartada a aplicação de métodos exactos que envolvem a avaliação contínua do gradiente da função, uma vez que estes podem facilmente ficar presos num máximo (ou mínimo) local, de acordo com as condições iniciais. Além disso, para o cálculo do gradiente é necessário um maior número de avaliações da função objectivo a qual, por vezes, representa o processo que requer mais tempo e mais recursos computacionais na sua execução.

Como alternativa a métodos exactos, são utilizados métodos de optimização global, os quais conduzem a procura de valores através de processos determinísticos ou estocásticos.

Em métodos determinísticos é feita a procura directa de valores de acordo com a evolução do valor da função objectivo. Os métodos estocásticos apoiam-se em critérios de decisão que utilizam parâmetros probabilísticos e/ou aleatórios para explorar o espaços de resultados. Em geral, estes métodos baseiam-se no comportamento e evolução de comunidades de seres vivos e foram já utilizados na optimização de máquinas eléctricas [192, 193]. Um deles é o método de optimização Enxame de Partículas (PSO) que simula o comportamento de populações (como bandos de aves) na procura de alimentos. Em comparação com outros métodos estocásticos, como Algoritmos Genéticos, a implementação do PSO é mais simples, requer que menos parâmetros sejam ajustados, não utiliza operadores evolutivos e apresenta um melhor desempenho na procura do valor óptimo global. A sua aplicação no projecto e optimização de máquinas de relutância variável comutada foi já proposta em [194, 195].

Um outro método de optimização, o método do Complexo de Box, foi proposto por Box [196] para problemas não-lineares com restrições de desigualdade. É bastante simples de implementar e revela ser eficiente para determinados casos. Este método foi já utilizado em aplicações

com actuadores electromecânicos [197].

Os métodos de optimização referidos, PSO e método do Complexo de Box, consistem na procura de uma solução óptima dentro de um espaço multidimensional. A partir de várias soluções possíveis, inicialmente distribuídas pelo espaço de procura, é aplicado um processo iterativo com o objectivo de encontrar a melhor solução para o problema de optimização. Este processo decorre até se verificarem os critérios de convergência ou, até se atingir o número máximo de iterações. Os dois métodos diferem, entre si, pela técnica iterativa utilizada na procura da melhor solução durante todo o processo. Contudo, nunca é garantido que o valor óptimo global seja encontrado. Ambos os métodos têm como vantagem principal o facto de apenas ser necessário conhecer o valor da função correspondente a cada vector de variáveis e, por esta razão, torna-se dispensável o cálculo do seu gradiente. Esta particularidade torna estes algoritmos bastante adequados para os problemas de optimização apresentados neste trabalho, nos quais a função objectivo que os caracteriza é não-linear e não pode ser definida analiticamente porque o seu valor é avaliado através de processos de cálculo numérico. Assim, é de grande interesse evitar o cálculo do gradiente da função de modo a reduzir o seu número de avaliações e, consequentemente, a duração do processo de optimização. Os processos de optimização utilizados no presente trabalho foram já aplicados em [198] para a optimização estrutural de geradores lineares de relutância variável comutados com aplicação em dispositivos de conversão de energia das ondas.

6.1 Formulação do problema

Neste trabalho, o projecto electromagnético do GLRVC tubular é definido como um problema de optimização em que se pretende estabelecer os parâmetros variáveis do sistema de conversão de acordo com os requisitos estipulados para o mesmo. O projecto envolve dimensionar a estrutura do gerador, em função da força electromagnética que deverá desenvolver, e o conversor de potência, para o qual são determinados os valores das grandezas eléctricas e dos parâmetros de controlo adequados para um funcionamento óptimo. O dimensionamento estrutural, definido na Secção 5, consiste em identificar os parâmetros geométricos e eléctricos que solucionem a equação (5.63). Com este procedimento, pretende-se que a variação da co-energia magnética, para um dado valor de corrente eléctrica, seja igual à energia mecânica transferida para o gerador durante o mesmo período de conversão. Pela abordagem analítica descrita, é possível definir a estrutura do gerador pelo seguinte problema de minimização:

$$\text{encontrar } \mathbb{X} = \begin{Bmatrix} b_p \\ I_p \\ N_t \end{Bmatrix} \text{ que minimize } f_a(\mathbb{X}) \quad (6.1)$$

sujeito a:

$$\mathbb{X}_l \leq \mathbb{X} \leq \mathbb{X}_u$$

sendo, respectivamente, \mathbb{X}_l e \mathbb{X}_u os limites superior e inferior de \mathbb{X} e $f_a(\mathbb{X})$ a função objectivo dada pela equação (5.63):

$$f_a(\mathbb{X}) = W_c - W_m \quad (6.2)$$

No projecto da estrutura base, apenas os parâmetros a partir dos quais se podem calcular as grandezas electromagnéticas que caracterizam o gerador são considerados como variáveis de optimização. Os restantes parâmetros, necessários para definir por completo a estrutura, resultam de relações geométricas estabelecidas com os primeiros que, nem sempre, podem ser óptimas. Pela análise FEM, pode ser obtida uma avaliação mais completa e precisa acerca das características electromagnéticas do gerador. Nesta situação, todos os parâmetros dimensionais contribuem para a caracterização da máquina e, por isso, possibilitam um maior número de soluções possíveis para os objectivos de projecto se, também, forem considerados como variáveis a otimizar. Deste modo, como alternativa ao projecto da estrutura base, será considerado um procedimento de optimização com recurso à análise de elementos finitos. Além do objectivo de projecto dado pela equação (5.63), pretende-se uma configuração estrutural que maximize a capacidade de geração eléctrica do gerador. Para quantificar o potencial de geração eléctrica, será considerada a força contra-electromotriz que a máquina pode desenvolver em cada ciclo de conversão. De acordo com a expressão (5.163), desprezando os efeitos de indutância mútua, a força contra-electromotriz para cada fase eléctrica é dada por:

$$emf = v_i \frac{dL}{dz} \quad (6.3)$$

Como a velocidade linear v não depende da estrutura do gerador mas sim da força externa a este aplicada, o potencial de cada modelo estrutural pode ser avaliado pela intensidade de corrente eléctrica na fase i e pela taxa de variação da indutância própria de cada fase com a posição relativa do gerador $\frac{dL}{dz}$ uma vez que, o seu valor, depende da sua configuração estrutural.

Para diferentes posições relativas do secundário, em relação ao primário, o gerador irá assumir configurações distintas com valores particulares de indutância. Assim, cada configuração estrutural irá apresentar valores de indutância compreendidos entre um valor máximo e um valor mínimo. Quanto maior for a diferença entre o valor da indutância na posição de alinhamento L_a e na posição de não-alinhamento L_u , maior será a força contra-electromotriz desenvolvida aos terminais de cada fase do gerador para uma dada velocidade do secundário. Do mesmo modo, quanto menor a distância Δz que o secundário deverá percorrer entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento, maior será a força contra-electromotriz desenvolvida pelo gerador. Devido à complexidade de contabilizar a taxa de variação da indutância com a posição do secundário em condições de operação não-lineares, será assumido o caso ideal de funcionamento da máquina que implica a avaliação linear desta característica electromagnética para a classificação do potencial de geração de cada modelo. Portanto, as capacidades de geração de cada modelo estrutural serão avaliadas por um factor de qualidade de geração eléctrica G que representa o produto da intensidade de corrente eléctrica na fase pela taxa de variação linear da indutância com a posição do secundário entre as posições de alinhamento e de não-alinhamento, como definido pela seguinte expressão:

$$G = i \frac{L_a - L_u}{\Delta z} \quad (6.4)$$

Quando a máquina opera no regime linear de magnetização, permite converter uma maior quantidade de energia para um dado valor de corrente. Por esta razão, é também de interesse limitar os níveis de densidade de fluxo magnético aos quais o gerador poderá estar sujeito. O grau de magnetização em cada modelo estrutural será definido pela saturação global do núcleo ferromagnético, a qual pode ser quantificada pela razão entre a co-energia magnética e energia

magnética na posição de alinhamento.

Assim, a optimização estrutural do gerador deverá manter o nível de saturação global abaixo de um determinado valor, minimizar a diferença entre a co-energia magnética e energia mecânica (equação (5.63)) e maximizar o factor G , dado pela expressão (6.4) ou, minimizar o seu valor simétrico ($-G$). Para que todos os objectivos delineados sejam considerados durante o processo de conversão, é definida uma função de vários níveis na qual, são estabelecidas prioridades para cada objectivo:

$$f_n(\mathbb{X}) = \begin{cases} \frac{W_c}{W_m} & \text{se } \frac{W_c}{W_m} \geq n_{sat} \\ W_c - W_{mech} & \text{se } \frac{W_c}{W_m} < n_{sat} \text{ e } \frac{W_c - W_{mech}}{W_{mech}} \geq tol_W \\ -G & \text{se } \frac{W_c}{W_m} < n_{sat} \text{ e } \frac{W_c - W_{mech}}{W_{mech}} < tol_W \end{cases} \quad (6.5)$$

A função objectivo indicada na expressão (6.5) prioriza a minimização da razão entre a co-energia magnética W_c e energia magnética W_m verificadas para a posição de alinhamento gerador. Quando este valor é inferior ao valor limite dado por n_{sat} , a função retorna o valor correspondente   diferença entre a co-energia magnética e a energia mecânica ($W_c - W_{mech}$). Nesta fase, pretende-se procurar uma solução que minimize este último valor até que a sua percentagem relativa se verifique inferior a tol_W . Estando garantido que, para uma certa solução \mathbb{X} , o valor máximo da densidade de fluxo magnético se encontra abaixo do limite pretendido e que, o valor da co-energia do gerador   próximo do valor de energia mecânica para este transferida, é dado ênfase   maximização da capacidade de geração da máquina pela minimização do seu valor simétrico ($-G$). Portanto, considerando m parâmetros variáveis, a optimização estrutural do gerador é definida pelo seguinte problema de minimização:

$$\text{encontrar } \mathbb{X} = \begin{Bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \end{Bmatrix} \text{ que minimize } f_n(\mathbb{X})$$

sujeito a:

$$\mathbb{X}_l \leq \mathbb{X} \leq \mathbb{X}_u$$

A nível computacional, a função objectivo indicada na expressão (6.5) envolve vários estágios de processamento, como esquematizado na Figura 6.1. A partir dos parâmetros variáveis, é executado o procedimento analítico descrito na Secção 5 para calcular os restantes parâmetros dimensionais e organizar os dados necessários   criação do modelo numérico para a análise de elementos finitos. Este último processo envolve a execução e controlo do *software MagNet*[ ] através de instruções implementadas em linguagem própria do *software Matlab*[ ]. Após a criação do modelo numérico, são feitas as simulações necessárias para calcular as grandezas que definem a função objectivo. Por fim, é feito o tratamento dos resultados obtidos e devolvido o valor da respectiva função.

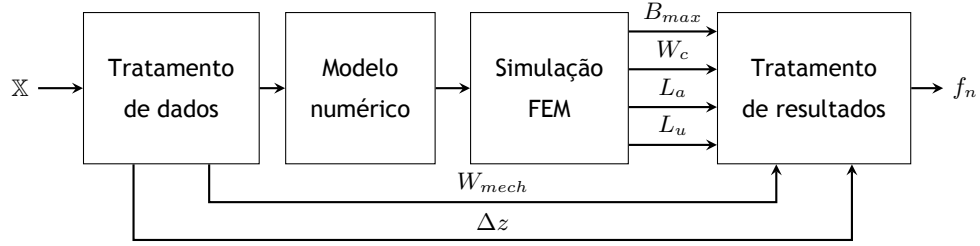


Figura 6.1 Esquema de fluxo de dados da função objectivo referente ao processo de optimização estrutural pelo método de elementos finitos.

Além da estrutura electromagnética do gerador, também dever ser feita a selecção adequada das grandezas eléctricas e dos parâmetros de controlo que regem o funcionamento do respectivo conversor. Para o efeito, será utilizado um processo de optimização para procurar, dentro de limites definidos, os valores dos parâmetros variáveis que maximizem o valor médio de potência eléctrica gerada. Convertendo este processo de optimização a um problema de minimização, a função objectivo f_{dyn} fica:

$$f_{dyn}(\mathbb{X}) = -\overline{P}_{gen} \quad (6.6)$$

Se o problema de minimização for aplicado aos ganhos do controlador PI, a função objectivo f_{dyn} assume a forma da expressão (5.187):

$$f_{dyn}(\mathbb{X}) = ITAE \quad (6.7)$$

O cálculo do valor médio da potência eléctrica gerada, dado pela expressão (5.180), e do $ITAE$, requer a análise do comportamento dinâmico do sistema de conversão através do respectivo modelo matemático.

Pelo facto deste modelo estar implementado em ambiente *Simulink*®, a função objectivo é também caracterizada por vários estágios de processamento, como indicado no esquema ilustrado na Figura 6.2. De modo análogo à optimização estrutural, é necessário condicionar as variáveis de optimização e organizar os dados necessários à simulação do modelo matemático para que as grandezas pretendidas possam ser calculadas.

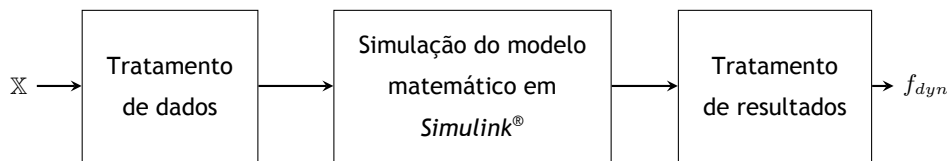


Figura 6.2 Esquema de fluxo de dados da função objectivo referente ao processo de optimização que utiliza o modelo matemático do GLRVC tubular.

6.2 Enxame de partículas

O método de optimização Enxame de Partículas, inicialmente proposto por [199], simula o comportamento social de uma população que explora soluções possíveis dentro do espaço de procura. O algoritmo associado a este método consiste em trocar informação entre os elementos individuais, denominados por partículas, que constituem a população designada por enxame. Trata-se de um algoritmo inspirado no comportamento de organismos sociais como bandos de

pássaros, enxames de abelhas, colónias de formigas e cardumes de peixes. Cada partícula utiliza a própria inteligência ou a inteligência do grupo de partículas. Deste modo, sempre que uma partícula descobre um local desejado, os restantes elementos do grupo tomam conhecimento desse local para onde se podem dirigir. Em optimização de múltiplas variáveis, o enxame é constituído por um número fixo de partículas que são, inicialmente, distribuídas aleatoriamente pelo espaço de busca multidimensional. Cada partícula possui uma posição, cujas coordenadas são as variáveis de optimização, e uma velocidade, que define a taxa de deslocamento da partícula pelo espaço de procura. À medida que uma partícula se desloca pelo espaço de procura, memoriza a melhor posição que encontrou durante o seu trajecto, a qual é designada por melhor posição individual P_{best} . Como as partículas partilham informação entre si, ajustam sempre as respectivas posições e velocidades de acordo com a informação acerca das melhores posições encontradas pelo enxame. Deste modo, a melhor posição global G_{best} é também contabilizada durante o processo de procura [200]. A cada iteração, o deslocamento de cada partícula é influenciado pela melhor posição individual e pela melhor posição global que representam, respectivamente, as suas fontes de aprendizagem cognitiva e aprendizagem combinada [201]. Resumindo, este modelo de optimização simula uma busca aleatória pelo valor máximo (ou mínimo) da função objectivo, promovendo o deslocamento gradual das partículas para a posição correspondente ao valor máximo (ou mínimo) da função. Ao fim de um determinado número de iterações, todas as partículas acabam por convergir para essa posição [202, 203].

As instruções a seguir enumeradas correspondem ao procedimento de optimização pelo método Enxame de partículas, aplicado a um problema do tipo:

Minimizar $f(\mathbb{X})$

sujeito a:

$$\mathbb{X}_l \leq \mathbb{X} \leq \mathbb{X}_u$$

sendo, respectivamente, \mathbb{X}_l e \mathbb{X}_u os limites inferior e superior de \mathbb{X} , um vector composto por m variáveis de optimização. Assim, o processo PSO consiste em:

1. Estabelecer o número de partículas (N) que definirá o tamanho do enxame.
2. Gerar a população inicial \mathbb{X} pela criação dos vectores $\mathbb{X}_1, \mathbb{X}_2 \dots \mathbb{X}_N$, dentro dos limites definidos por \mathbb{X}_l e \mathbb{X}_u . A cada iteração k , a partícula i é definida pela posição \mathbb{X}_i^k e pela velocidade \mathbb{V}_i^k . Deste modo, a população inicial, que corresponde à iteração $k = 0$, é representada por $\mathbb{X}^0 = (\mathbb{X}_1^0, \mathbb{X}_2^0, \dots, \mathbb{X}_N^0)$.
3. Definir a velocidade inicial para todas as partículas \mathbb{V}^0 . Estabelecer o número de iterações como $k = 1$.
4. A cada iteração k :
 - (a) Identificar a melhor posição individual $P_{best,i}$, à qual corresponde o menor valor da função objectivo encontrado até a presente iteração, pela partícula i . Identificar a melhor posição global (G_{best}), à qual corresponde o menor valor da função objectivo, encontrado em todas as iterações anteriores pelas N partículas.
 - (b) Determinar a velocidade da partícula i na iteração k através de:

$$\mathbb{V}_i^k = \mathbb{V}_i^{k-1} + c_1 \text{rand}_1 [P_{best,i} - \mathbb{X}_i^{k-1}] + c_2 \text{rand}_2 [G_{best} - \mathbb{X}_i^{k-1}] ; i = 1, 2, \dots, N \quad (6.8)$$

onde c_1 e c_2 são, respectivamente, as taxas de aprendizagem individual e de grupo e, $rand_1$ e $rand_2$ números aleatórios gerados a partir de uma distribuição uniforme entre 0 e 1. Os parâmetros c_1 e c_2 reflectem a importância da melhor posição individual e da melhor posição de grupo na direcção do deslocamento da partícula pelo espaço de procura.

(c) Determinar a posição da partícula i na iteração k por:

$$\mathbb{X}_i^k = \mathbb{X}_i^{k-1} + \mathbb{V}_i^k; \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (6.9)$$

e avaliar a função objectivo para cada posição $(f[\mathbb{X}_1^k], f[\mathbb{X}_2^k], \dots, f[\mathbb{X}_N^k])$.

5. Verificar a convergência da solução actual. Se os critérios de convergência não forem verificados, é repetido o procedimento indicado pelo passo 4. O número da iteração é actualizado para $k = k + 1$ e são identificados os novos valores de $P_{best,i}$ e G_{best} . O processo iterativo é repetido até se verificarem os critérios de convergência.

Com o objectivo de melhorar o desempenho do algoritmo, foram propostas variantes do PSO. Em [204] são analisadas duas abordagens diferentes para o cálculo da velocidade das partículas. É feita a comparação entre um coeficiente de inércia que reduz, linearmente, o valor da velocidade com o número de iterações e um factor de constrição, que garante a convergência do algoritmo. Nesse estudo, conclui-se que a utilização do factor de constrição (K) revela ser a melhor opção, desde que a velocidade máxima das partículas, seja limitada à maior distância verificada dentro do espaço de procura. Adoptando esta abordagem no presente trabalho, a expressão (6.8) fica:

$$\mathbb{V}_i^k = K (\mathbb{V}_i^{k-1} + c_1 rand_1 [P_{best,i} - \mathbb{X}_i^{k-1}] + c_2 rand_2 [G_{best} - \mathbb{X}_i^{k-1}]); \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (6.10)$$

O factor de constrição K é calculado por:

$$K = \frac{2}{2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\phi}} \quad (6.11)$$

com

$$\varphi = c_1 + c_2, \quad \varphi > 4$$

Em cada iteração, a velocidade é actualizada do seguinte modo:

$$|\mathbb{V}_i^k(j)| > \mathbb{X}_{max}(j) \Rightarrow \mathbb{V}_i^k(j) \leftarrow \text{sgn}[\mathbb{V}_i^k(j)] \mathbb{X}_{max}(j) \quad (6.12)$$

com

$$\mathbb{X}_{max}(j) = \mathbb{X}_u(j) - \mathbb{X}_l(j) \quad (6.13)$$

e

$$j = 1, 2, \dots, m \quad (6.14)$$

Na procura de um valor mínimo global, a eficácia do algoritmo PSO depende fortemente da posição inicial das partículas. Caso estas não sejam correctamente posicionadas, no início do processo de optimização, poderão ficar retidas num mínimo local e, por esta razão, nunca encontrar o mínimo global, como pretendido na maioria dos casos. Para evitar esta situação, existem métodos que podem ser utilizados para alcançar uma distribuição inicial mais eficaz do que uma meramente aleatória. Em [205] é feita a análise de vários métodos para a inicializa-

ção de partículas verificando-se que, utilizando o método de pontos de *Hammersey*, é possível conseguir uma melhor distribuição das partículas. Este método é definido por uma sequência de números de baixa discrepância com dimensões compreendidas entre 0 e 1. Com este tipo de sequências é possível criar uma distribuição uniforme de pontos ao longo de um espaço multi-dimensional [206]. Para alcançar o mesmo objectivo neste trabalho, será utilizada a série de pontos de *Halton*, também uma sequência de baixa discrepância, em conjunto com o algoritmo *k-means*, um método utilizado para agrupamento de dados. Pela sequência de *Halton* é gerada uma população inicial de \mathcal{A} partículas, com $\mathcal{A} > N$. De seguida, é aplicado o método *k-means* na divisão das \mathcal{A} partículas em z grupos, dos quais os respectivos centróides se encontram igualmente espaçados. Deste modo, a partir de uma distribuição uniforme ao longo do espaço de procura, é feita a sua divisão em $z = N$ grupos pela qual se obtêm N centróides, igualmente espaçados, que representam as posições iniciais das partículas.

Em [205] foi também avaliada a influência de diferentes inicializações, para as velocidades das partículas, no desempenho do algoritmo PSO. Foi concluído que a melhor abordagem consiste em inicializar a velocidade de cada partícula a partir da sua posição inicial, da distância verificada entre as posições que limitam o espaço de procura e de um número aleatório obtido a partir de uma distribuição uniforme de valores compreendidos entre 0 e 1. Seguindo esta abordagem, a velocidade inicial (\mathbb{V}_i^0) de cada partícula é dada por:

$$\mathbb{V}_{i,j}^0 = (\mathbb{X}_{u,j} - \mathbb{X}_{l,j}) U(0,1) - \mathbb{X}_{i,j}^0 \quad (6.15)$$

onde, para cada partícula i e cada dimensão (variável) j , $\mathbb{X}_{u,d}$ é o valor máximo (limite superior), $\mathbb{X}_{l,j}$ o valor mínimo (limite inferior), $\mathbb{X}_{i,j}^0$ a posição inicial e $U(0,1)$ um valor aleatório obtido a partir de uma distribuição uniforme entre 0 e 1. Os algoritmos para a sequência de *Halton* e para o método *k-means* serão aplicados através de funções disponíveis no *software Matlab*®.

A execução do processo de optimização termina quando o número de iterações atingir um valor máximo, estabelecido inicialmente. Contudo, o número de iterações máximo pode ser insuficiente para garantir a convergência das partículas na posição correspondente ao menor valor encontrado para a função objectivo ou poderá ser demasiado elevado, continuando o processo iterativo após não existir qualquer evolução na procura de um melhor valor, relativamente aos já encontrados. Para esta última situação, convém definir os critérios de convergência de modo a terminar o processo iterativo quando a evolução do mesmo deixa de ser pertinente [207]. No presente trabalho, a convergência é alcançada quando os critérios a seguir enumerados são confirmados:

- O módulo da diferença entre os valores máximo e mínimo da função objectivo, verificados para todas as partículas na respectiva iteração, é inferior a uma tolerância especificada tol_f :

$$|\max(f[P_{best}]) - \min(f[P_{best}])| < tol_f \quad (6.16)$$

Este critério é aplicado ao vector com as melhores posições individuais, em alternativa ao vector com as posições actuais uma vez que, este último, é sujeito a uma maior oscilação de valores quando próximo de um mínimo local;

- A máxima distância verificada entre as partículas da população é inferior a uma tolerância

tol_X especificada:

$$\max_{\forall a, b \in 1, N} \| \mathbb{X}_a^k - \mathbb{X}_b^k \| < tol_X \quad (6.17)$$

Sempre que seja calculada uma nova posição para cada partícula, é necessário verificar se esta se encontra dentro da zona viável, ou seja dentro das fronteiras impostas ao espaço de procura. Em [208, 209] são analisadas várias condições de fronteira para o método PSO de modo a assegurar que as partículas estejam sempre posicionadas dentro dos limites impostos. Das condições analisadas, é utilizada neste trabalho a condição de amortecimento uma vez que, de acordo com o estudos conduzidos por [208], permite um desempenho robusto e consistente para o método PSO. Assim, para cada iteração k , a validade das coordenadas (variáveis) referentes às posições da cada partícula, será assegurada pelas seguintes condições:

$$\mathbb{X}_i^k(j) < \mathbb{X}_l(j) \Rightarrow \begin{cases} \mathbb{X}_i^k(j) \leftarrow \mathbb{X}_l(j) \\ \mathbb{V}_i^k(j) \leftarrow -U(0, 1) \mathbb{V}_i^k(j) \end{cases} \quad (6.18)$$

$$\mathbb{X}_i^k(j) > \mathbb{X}_u(j) \Rightarrow \begin{cases} \mathbb{X}_i^k(j) \leftarrow \mathbb{X}_u(j) \\ \mathbb{V}_i^k(j) \leftarrow -U(0, 1) \mathbb{V}_i^k(j) \end{cases} \quad (6.19)$$

para:

$i = 1, 2, \dots, N$ Partículas

$j = 1, 2, \dots, m$ Variáveis

onde $U(0, 1)$ é um número aleatório gerado a partir de uma distribuição uniforme entre 0 e 1.

Sempre que a validade de cada posição é verificada, os vectores que definem os valores limite das variáveis (\mathbb{X}_l e \mathbb{X}_u) são actualizados em função das restrições aplicadas ao problema de optimização. Na Figura 6.3 encontra-se ilustrado o fluxograma associado ao PSO e no Algoritmo 2 é indicado o pseudo-código referente às instruções adoptadas para a sua implementação computacional.

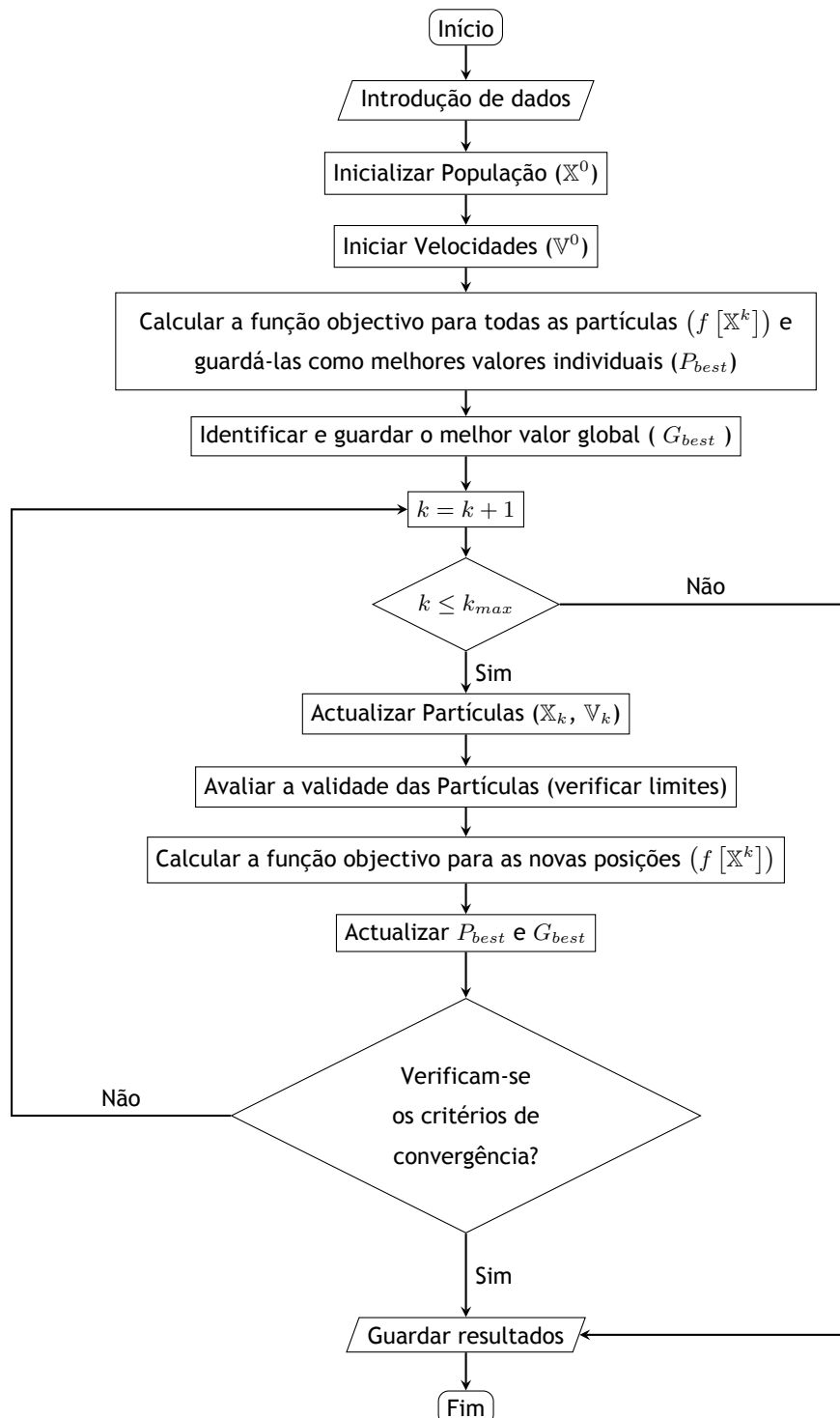


Figura 6.3 Fluxograma do algoritmo associado ao método Enxame de Partículas.

Algoritmo 2 Pseudocódigo para PSO

```

1: Introduzir dados
2:  $\mathbb{X}_{max} \leftarrow \mathbb{X}_U - \mathbb{X}_L$ 
3: Gerar uma sequência de Halton com  $\mathcal{A}$  pontos de  $m$  dimensões.
4: Aplicar o método k-means para calcular a matriz  $\mathcal{P}(N, m)$  de  $N$  pontos de  $m$  dimensões igualmente espaçados entre os valores 0 e 1.
5: for  $i \leftarrow 1$  to  $N$  do
6:   for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
7:      $\mathbb{X}_i^0(j) = P(i, j) [\mathbb{X}_u(j) - \mathbb{X}_l(j)] + \mathbb{X}_l(j)$ 
8: Criar uma matriz  $\mathcal{V}(N, m)$  com  $N$  pontos de  $m$  dimensões gerados por uma nova sequência de pontos Halton
9: for  $i \leftarrow 1$  to  $N$  do
10:   for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
11:      $\mathbb{V}_i^0(j) = \mathcal{V}(i, j) [\mathbb{X}_u - \mathbb{X}_l] - \mathbb{X}^0(j)$ 
12: for  $i \leftarrow 1$  to  $N$  do
13:   for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
14:      $f^0(i) = f[\mathbb{X}_i^0(j)]$ 
15:  $P_{best} \leftarrow \mathbb{X}^0$ 
16:  $f_{P_{best}} \leftarrow f^0$ 
17:  $i_G \leftarrow$  índice da partícula à qual corresponde o menor valor de  $f^0$ 
18:  $G_{best} \leftarrow \mathbb{X}_{i_G}^0$ 
19:  $f_{G_{best}} \leftarrow f^0(i_G)$ 
20:  $k \leftarrow 0$ 
21: while  $k \leq k_{max}$  do
22:    $k \leftarrow k + 1$ 
23:   for  $i \leftarrow 1$  to  $N$  do
24:      $\mathbb{V}_i^k \leftarrow K(\mathbb{V}_i^{k-1} + c_1 rand_1[P_{best} - \mathbb{X}_i^{k-1}] + c_2 rand_2[G_{best} - \mathbb{X}_i^{k-1}])$ 
25:     for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
26:       if  $\mathbb{V}_i^k > \mathbb{X}_{max}$  then
27:          $\mathbb{V}_i^k(j) \leftarrow \text{sign}(\mathbb{V}_i^k) \mathbb{X}_{max}(j)$ 
28:        $\mathbb{X}^k \leftarrow \mathbb{X}^{k-1} + \mathbb{V}^k$ 
29: Actualizar os vectores  $\mathbb{X}_l$  e  $\mathbb{X}_u$ 
30:   for  $i \leftarrow 1$  to  $N$  do
31:     for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
32:       if  $\mathbb{X}_i^k(j) < \mathbb{X}_l(j)$  then
33:          $\mathbb{X}_l^k(j) \leftarrow \mathbb{X}_l(j)$ 
34:          $\mathbb{V}_i^k(j) \leftarrow -U(0, 1) \mathbb{V}_i^k(j)$ 
35:       else if  $\mathbb{X}_i^k(j) > \mathbb{X}_u(j)$  then
36:          $\mathbb{X}_u^k(j) \leftarrow \mathbb{X}_u(j)$ 
37:          $\mathbb{V}_i^k(j) \leftarrow -U(0, 1) \mathbb{V}_i^k(j)$ 
38:        $f_i \leftarrow f[\mathbb{X}_i^k]$ 
39:       if  $f_i^k < P_{best,i}$  then
40:          $P_{best,i} \leftarrow \mathbb{X}_i^k$ 
41:          $f_{P_{best,i}} \leftarrow f_i^k$ 
42:       if  $f_i^k < G_{best}$  then
43:          $G_{best} \leftarrow \mathbb{X}_i^k$ 
44:          $f_{G_{best}} \leftarrow f_i^k$ 
45: Calcular a distância máxima verificada entre as várias partículas ( $D_{max}$ )
46:  $e_f \leftarrow |\max(f^k) - \min(f^k)|$ 
47:  $e_X \leftarrow D_{max}$ 
48: if  $e_f < tol_f$  e  $e_X < tol_X$  then
49:   Avançar para 50
50: Terminar processo de optimização e gravar resultados

```

6.3 Método do Complexo de Box

O método do Complexo de Box destina-se a resolver problemas de optimização com limites e restrições de desigualdade impostas às variáveis a optimizar. Neste método é utilizado um polítopo com $\nu \geq m + 1$ vértices, definido por complexo, para encontrar um vector de m dimensões que minimize a função objectivo [196]. Cada vértice do complexo corresponde a uma solução possível para o problema. O processo de optimização consiste em reduzir o tamanho do complexo pela substituição, a cada iteração, do vértice correspondente à função objectivo de maior valor por um vértice com uma função de valor inferior. Este procedimento é conseguido pela reflexão deste último vértice em relação ao centro geométrico do complexo. O processo iterativo é continuado até as dimensões do complexo se encontrarem compreendidas dentro de uma tolerância especificada.

O método do Complexo de Box é um método de procura directa para problemas de minimização com restrições do seguinte tipo:

$$\text{Minimizar } f(\mathbb{X})$$

sujeito a:

$$g(\mathbb{X}) \leq 0$$

$$\mathbb{X}_l \leq \mathbb{X} \leq \mathbb{X}_u$$

onde, para o vector de variáveis \mathbb{X} , \mathbb{X}_l representa o vector limite inferior, \mathbb{X}_u o vector limite superior e $g(\mathbb{X}) \leq 0$ as restrições de desigualdade que devem ser respeitadas. Para os problemas de optimização considerados neste trabalho, não são definidas quaisquer funções de restrição para as variáveis envolventes. O processo de minimização pelo método do Complexo de Box é implementado, de acordo com [210], pelas instruções a seguir enumeradas:

1. Para m variáveis de optimização, definir o número $\nu \geq m + 1$ de vértices do complexo, assim como o coeficiente de reflexão ρ e as tolerâncias de erro tol_f e tol_X para os valores da função objectivo e vectores posição dos vértices, respectivamente.
2. Definir o complexo inicial. Para cada vértice i e iteração k , a posição de cada vértice é definida por \mathbb{X}_i^k onde $\mathbb{X}^0 = (\mathbb{X}_1^0, \mathbb{X}_2^0, \dots, \mathbb{X}_\nu^0)$ representa o conjunto de vértices do complexo para a iteração $k = 0$. Todos os vértices devem estar distribuídos dentro dos limites impostos por \mathbb{X}_l e \mathbb{X}_u .
3. Para cada iteração k :
 - (a) Calcular o valor da função objectivo para cada vértice i do complexo actual ($f[\mathbb{X}_i^k]$) e determinar os vértices $\mathbb{X}_{i_{max}}^k$ e $\mathbb{X}_{i_{min}}^k$ aos quais correspondem, respectivamente, os valores máximo e mínimo da função objectivo.
 - (b) Verificar os seguintes critérios de convergência:

$$f[\mathbb{X}_{i_{max}}^k] - [\mathbb{X}_{i_{min}}^k] < tol_f \quad (6.20)$$

$$\max_{\forall a, b \in 1, \nu} \|\mathbb{X}_a^k - \mathbb{X}_b^k\| < tol_X \quad (6.21)$$

Se os critérios de convergência forem verificados, terminar o processo iterativo e seguir para a instrução 4. Caso contrário:

i. Calcular o centro geométrico \mathbb{X}_c pela seguinte expressão:

$$\mathbb{X}_c^k = \frac{1}{\nu - 1} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i_{max}}}^{\nu} \mathbb{X}_i^k \quad (6.22)$$

onde i_{max} representa o índice do vértice ao qual corresponde o maior valor da função objectivo para a iteração k .

ii. Calcular o vértice de reflexão \mathbb{X}_r^k de acordo com:

$$\mathbb{X}_r^k = (1 + \rho) \mathbb{X}_c^k - \rho \mathbb{X}_{i_{max}}^k \quad (6.23)$$

sendo ρ , o coeficiente de reflexão especificado inicialmente.

iii. Verificar se o vértice \mathbb{X}_r^k está compreendido dentro dos limites definidos para o espaço de procura. Se esta condição não for verificada, corrigir \mathbb{X}_r^k .

iv. Se $f[\mathbb{X}_r^k] < f[\mathbb{X}_{i_{max}}^k]$, substituir $\mathbb{X}_{i_{max}}^k$ por \mathbb{X}_r^k e manter as posições dos restantes vértices. Caso contrário, substituir $\mathbb{X}_{i_{max}}^k$ por um novo vértice de reflexão $\mathbb{X}_{r,\xi}^k$, que deve ser posicionado no segmento que une os vértices \mathbb{X}_r^k e $\mathbb{X}_{i_{min}}^k$. Para o novo vértice de reflexão, tem-se:

$$\mathbb{X}_{r,\xi}^k = \xi \mathbb{X}_r^k + (1 - \xi) \mathbb{X}_{i_{min}}^k \quad (6.24)$$

onde $\xi \in [0, 1]$ é, progressivamente, reduzido a metade até que $f[\mathbb{X}_{r,\xi}^k]$ seja inferior a $f[\mathbb{X}_{i_{max}}^k]$.

(c) Seguir para a seguinte iteração: $k = k + 1$.

4. Concluir o processo de minimização e seleccionar $\mathbb{X}_{i_{min}}^k$ como a solução óptima do problema de minimização e $f[\mathbb{X}_{i_{min}}^k]$ como o respectivo valor da função objectivo.

As instruções estabelecidas para a implementação do método do Complexo de Box são esquematizadas na Figura 6.4 estando, o respectivo pseudo-código, descrito no Algoritmo 3.

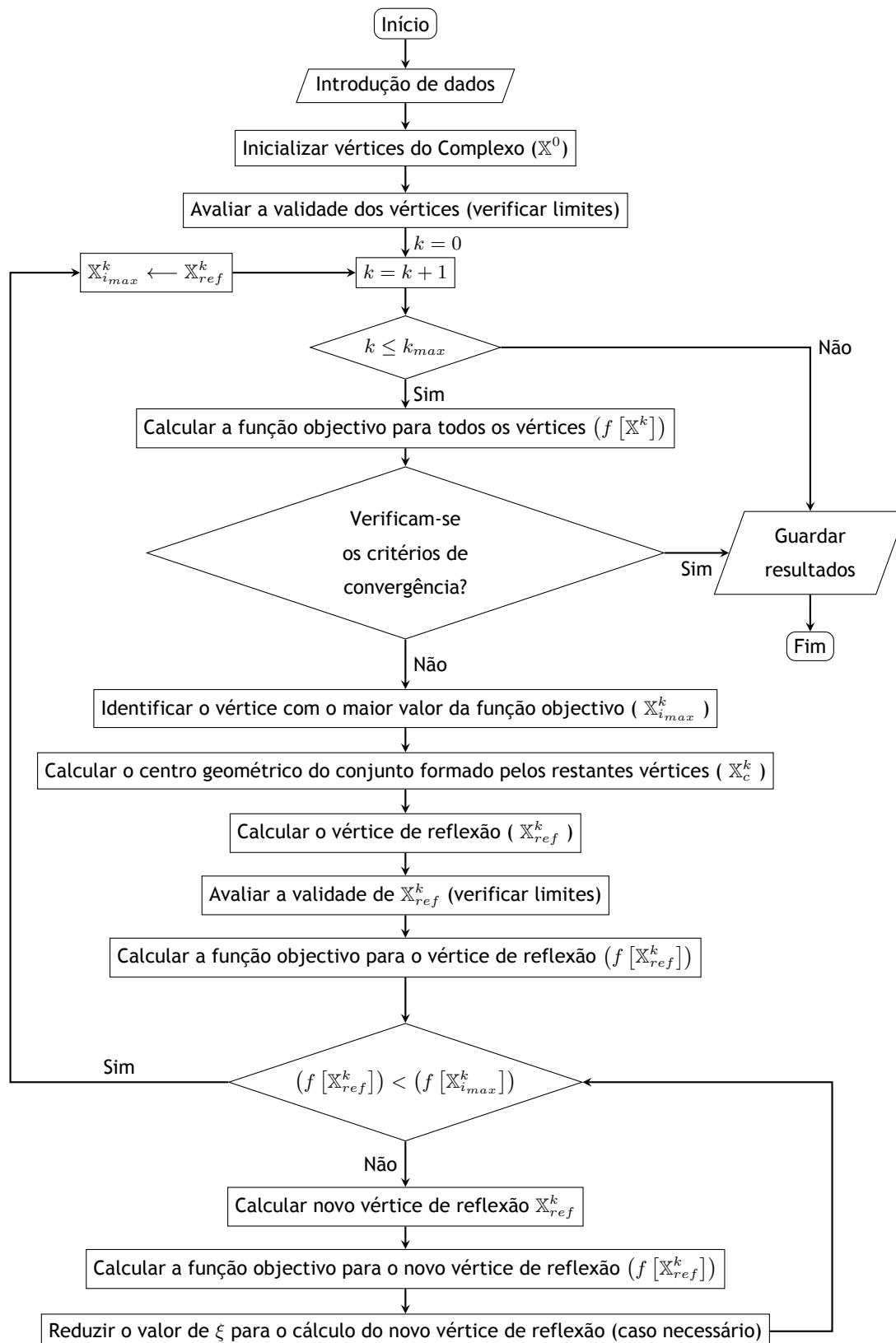


Figura 6.4 Fluxograma do algoritmo associado ao método do Complexo de Box.

Algoritmo 3 Pseudocódigo para o método do Complexo de Box

```

1: Introduzir dados
2: Gerar uma sequência de Halton com  $\mathcal{A}$  pontos de  $m$  dimensões.
3: Aplicar o método k-means para calcular a matriz  $\mathcal{P}(N, m)$  de  $N$  pontos de  $m$  dimensões igualmente espaçados entre os valores 0 e 1.
4: for  $i \leftarrow 1$  to  $\nu$  do
5:   for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
6:      $\mathbb{X}_i^0(j) = P(i, j) [\mathbb{X}_u(j) - \mathbb{X}_l(j)] + \mathbb{X}_l(j)$ 
7:   for  $i \leftarrow 1$  to  $\nu$  do
8:     for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
9:        $f^0(i) = f[\mathbb{X}_i^0(j)]$ 
10:  $k \leftarrow 0$ 
11: while  $k \leq k_{max}$  do
12:    $k \leftarrow k + 1$ 
13:    $i_{max} \leftarrow$  índice da partícula à qual corresponde o maior valor de  $f^{k-1}$ 
14:    $i_{min} \leftarrow$  índice da partícula à qual corresponde o menor valor de  $f^{k-1}$ 
15:   Calcular a distância máxima verificada entre as várias partículas ( $D_{max}$ )
16:    $e_f \leftarrow |\max(f^{k-1}) - \min(f^{k-1})|$ 
17:    $e_X \leftarrow D_{max}$ 
18:   if  $e_f < tol_f$  e  $e_X < tol_X$  then
19:     Avançar para 39
20:   Calcular centro geométrico das  $\nu - 1$  partículas às quais correspondem os menores valores da função objectivo ( $\mathbb{X}_c^k$ )
21:    $\mathbb{X}_r^k \leftarrow (1 + \rho) \mathbb{X}_c^k - \rho \mathbb{X}_{i_{max}}^k$ 
22:   for  $j \leftarrow 1$  to  $m$  do
23:     if  $\mathbb{X}_c^k(j) < \mathbb{X}_l(j)$  then
24:        $\mathbb{X}_c^k(j) \leftarrow \mathbb{X}_l(j)$ 
25:     else if  $\mathbb{X}_c^k(j) > \mathbb{X}_u(j)$  then
26:        $\mathbb{X}_c^k(j) \leftarrow \mathbb{X}_u(j)$ 
27:    $f_r^k \leftarrow f[\mathbb{X}_r^k]$ 
28:   if  $f_r^k < f_{i_{max}}^k$  then
29:      $f_{i_{max}}^k \leftarrow f_r^k$ 
30:      $\mathbb{X}_{i_{max}}^k \leftarrow \mathbb{X}_r^k$ 
31:   else
32:      $\xi \leftarrow 0.9$ 
33:     while  $f_r > f_{i_{max}}$  do
34:        $\mathbb{X}_r \leftarrow \xi \mathbb{X}_r^k + (1 - \xi) \mathbb{X}_{min}$ 
35:        $f_r^k \leftarrow f[\mathbb{X}_r^k]$ 
36:        $\xi \leftarrow \frac{\xi}{2}$ 
37:      $f_{i_{max}}^k \leftarrow f_r^k$ 
38:      $\mathbb{X}_{i_{max}}^k \leftarrow \mathbb{X}_r^k$ 
39: Terminar processo de optimização e gravar resultados

```

Capítulo 7

Dimensionamento e Análise do GLRVC Tubular

Para o dimensionamento das configurações estruturais identificadas na secção 5.1, é necessário especificar a intensidade da força responsável por actuar o GLRVC tubular. Pelo facto do gerador ser designado como unidade de extracção de potência de conversores de absorção pontual, a referida força linear resulta da interacção das ondas do mar com o dispositivo conversor, nomeadamente, com o respectivo corpo flutuante. O valor desta força é determinado, não só pelas características das ondas do mar, mas também pelas dimensões do corpo flutuante.

Como o dimensionamento do dispositivo de absorção pontual não se insere no âmbito do presente trabalho serão, para este, consideradas uma geometria e uma extensão horizontal de um corpo flutuante já adoptado por [42] para um protótipo real. Assim, para estimar a força linear a que o gerador estará sujeito, é assumido um corpo flutuante de forma cilíndrica com um raio de 1.5 m.

Para efeitos de projecto, um dado local do mar pode ser representado por uma onda regular de altura e período iguais à altura significativa e ao período energético que caracterizam o respectivo estado marítimo. Considerando que o corpo flutuante é solicitado por uma onda regular, a teoria linear das ondas pode ser aplicada para estimar as respectivas forças exercidas.

Na secção 2.3 foram analisadas as condições marítimas para quatro locais da costa de Portugal continental. Cada estado marítimo foi caracterizado pela respectiva altura significativa e respectivo período energético. Para estes parâmetros, em cada local, dois casos de estudo podem ser considerados no projecto de dispositivos conversores de energia das ondas. O primeiro (Caso 1) envolve o dimensionamento do sistema de conversão para as condições mais expectáveis de ocorrerem e, o segundo (Caso 2), o projecto do mesmo sistema para as condições de maior densidade de energia disponível para conversão.

Para cada caso de estudo, o recurso energético das ondas do mar, em cada local, foi representado por uma onda regular para a qual foram calculados os parâmetros que a definem, segundo a formulação da teoria linear apresentada na secção 2.1. Na Tabela 7.1 encontram-se caracterizados os vários locais para o Caso 1 e na Tabela 7.2 os dados referentes ao Caso 2. A solução da equação da dispersão, dada pelas expressões (2.7), foi obtida da função *fsolve* disponível no *software Matlab*®.

Tabela 7.1 Caracterização dos estados marítimos com maior probabilidade de ocorrência (Caso 1).

Local	T [s]	H [m]	h [m]	ω [rad/s]	λ_w [m]	k_w [m ⁻¹]	$\frac{h}{\lambda}$
Cabo da Roca	7.7	1.3	40	0.82	91.80	0.068	0.44
Costa da Galé	7.7	1.3	20	0.82	83.79	0.075	0.24
Esposende	7.5	1.3	30	0.84	85.69	0.073	0.35
São Pedro Moel	7.7	1.6	9	0.82	64.95	0.098	0.14

Tabela 7.2 Caracterização dos estados marítimos com maior densidade de energia (Caso 2).

Local	T [s]	H [m]	h [m]	ω [rad/s]	λ_w [m]	k_w [m ⁻¹]	$\frac{h}{\lambda}$
Cabo da Roca	10.3	4.4	40	0.61	153.55	0.041	0.26
Costa da Galé	11.5	5.6	20	0.55	144.67	0.043	0.14
Esposende	11.3	4.6	30	0.56	163.31	0.039	0.18
São Pedro Moel	11.5	5.3	9	0.55	103.11	0.061	0.087

Geralmente, os dispositivos de absorção pontual apresentam dimensões consideráveis e, por isso, requerem que os locais de instalação sejam suficientemente profundos, especialmente se a maior parte da estrutura for submersa.

Pela análise estatística efectuada, conclui-se que o locais Esposende e São Pedro de Moel são caracterizados pelas maiores densidades energéticas. No entanto, a profundidade verificada em São Pedro de Moel não é adequada para a instalação de um dispositivo de absorção pontual, e em Esposende poderá não ser suficiente apesar de já ser considerável. Para a Costa da Galé observam-se os menores valores de densidade de energia e uma profundidade inferior às profundidades verificadas em Esposende e no Cabo da Roca.

Por esta razão, o GLRVC tubular será dimensionado de acordo com as condições marítimas do local Cabo da Roca que, apesar de não apresentar as ondas com maior densidade de energia, possui maior profundidade e, por isso, é considerado como o melhor candidato para a instalação do dispositivo de absorção pontual em estudo.

As forças hidrodinâmicas exercidas, por uma onda regular, no corpo flutuante são determinadas com o *software Nemoh* por intermédio de funções implementadas em *Matlab*®. Para o efeito, é necessário definir a amplitude da onda Z ($Z = H/2$), a sua frequência angular ω , a massa específica da água ρ_f , as dimensões do corpo flutuante a e h_f e a respectiva altura submersa d_f , a qual é dada pela equação (3.16). Dos materiais identificados na Tabela 3.2, é assumido, no presente trabalho, que o corpo flutuante é composto por poliuretano. Com base nos dados marítimos do local Cabo da Roca, foram determinados os valores máximos da força de excitação vertical exercida no corpo flutuante pelas ondas regulares referentes aos dois casos de estudo considerados. Para a massa específica da água do mar foi adoptado o valor de 1025 kg/m³ dado em [27]. Os valores estimados para a força de excitação, assim como as grandezas envolvidas no seu cálculo, encontram-se indicados na Tabela 7.3. Para a altura do corpo flutuante, foi considerado um valor ligeiramente superior à altura submersa de modo a garantir a condição (3.15). Tratando-se de uma onda regular, a sua amplitude representa metade da respectiva altura. Para a massa da parte móvel do gerador, foi estimado um valor com base na experiência resultante dos vários dimensionamentos efectuados durante o desenvolvimento do presente trabalho.

Tabela 7.3 Força de excitação e características do corpo oscilante.

Caso	Z [m]	ω [rad/s]	m_f [kg]	m_{gen} [kg]	d_f [m]	h_f [m]	F_{exc} [kN]
1	0.65	0.82	509	10×10^3	1.46	1.6	38.4
2	2.2	0.61	2290	45×10^3	6.53	7.2	117.8

As especificações para o dimensionamento dos geradores lineares de relutância variável

comutados, em análise neste trabalho, são estabelecidas de acordo com os resultados indicados na Tabela 7.3. Para a força que os geradores deverão suportar é definido um valor aproximado ao obtido para cada caso de estudo. O curso máximo permitido corresponde à altura da onda regular considerada e à velocidade máxima a que a parte móvel estará sujeita, dada através da expressão (3.20), considerando que o deslocamento do corpo flutuante assume a amplitude de oscilação da onda regular que o actua. Na Tabela 7.4 encontram-se indicadas as especificações de projecto estabelecidas para os geradores lineares de relutância variável comutados.

Tabela 7.4 Especificações para o projecto do GLRVC Tubular.

Caso	F_{exc} [kN]	v_{max} [m/s]	L_{cs} [m]
1	40	0.53	1.3
2	120	1.34	4.4

De acordo com as especificações estabelecidas nos dois casos de estudo, foi efectuado o projecto de ambas as configurações de cada modelo estrutural. Duas abordagens foram consideradas. A primeira envolve o procedimento analítico descrito na Secção 5.2, que utiliza um processo de optimização da função objectivo (5.63) na qual, o número mínimo de parâmetros variáveis são optimizados e as grandezas electromagnéticas calculadas pelas respectivas expressões analíticas. A segunda abrange um maior número de parâmetros dimensionais como variáveis de optimização e aplica o método de elementos finitos para determinar as grandezas electromagnéticas necessárias ao cálculo da função objectivo dada por (6.5). Para distinção, ao longo deste trabalho, entre as duas abordagens referidas, define-se a primeira como projecto analítico, do qual resulta uma estrutura base, e a segunda como projecto numérico, do qual resulta uma estrutura óptima. Como material magnético considerou-se o aço-silício AISI M19. Na Tabela 7.5 encontram-se os valores das grandezas assumidas como constantes no projecto do GLRVC Tubular.

Tabela 7.5 Grandezas constantes utilizadas no projecto do GLRVC Tubular.

B_p [T]	μ_0 [H/m]	J [A/m ²]	$\rho_{e,cu}$ [Ωmm]	k_d	k_{fill}
1.6	$4\pi \times 10^{-7}$	5	1.72×10^{-8}	1	0.8

Para todas as avaliações pelo método de elementos finitos, foi considerada uma malha de elementos triangulares. Para cada solução numérica, a malha é estabelecida automaticamente, à qual é aplicado um refinamento adaptativo do tipo h (por subdivisão) com uma tolerância de 0.8 % e um número máximo de 20 passos. A cada passo, o refinamento adaptativo é aplicado a 25 % dos elementos que requerem maior precisão de cálculo. Para cada solução foi utilizado o método de *Newton-Raphson* com uma tolerância de 0.8 % e o valor de 80 para o número máximo de iterações. Em cada iteração do método de *Newton-Raphson*, é aplicado o método do *Gradiente Conjugado* com uma tolerância de 0.01 % para resolver o sistema de equações não-lineares que regem os fenómenos electromagnéticos analisados no modelo numérico. Os valores referidos foram seleccionados com base nos resultados das várias simulações efectuadas ao longo deste trabalho. Para precisões superiores não se verificou uma diferença de resultados significativa que justificasse o aumento do tempo de simulação.

Além da caracterização estática de cada gerador dimensionado foi também avaliado o de-

sempenho do sistema de conversão electromagnético correspondente, através do modelo matemático formulado na secção 5.3. Para o efeito, foi utilizada a implementação computacional no Anexo A.1. Nesta versão é assumido que a parte móvel do gerador se desloca em sentido positivo e com velocidade constante. As forças por este desenvolvidas não têm qualquer influência na cinemática do sistema. Na análise dinâmica de cada gerador foi aplicado o método do Complexo de Box para determinar os valores óptimos de h_b e U_{bus} com o objectivo de maximizar a potência eléctrica média. Em cada avaliação dinâmica foram executadas duas simulações. A primeira para estimar o valor da resistência eléctrica necessário para equilibrar a potência eléctrica gerada e a potência consumida pela carga. A segunda, para calcular os valores a considerar. A solução do modelo matemático foi obtida pelo método, de passo variável, *Dormand-Prince* para uma tolerância relativa de 1×10^{-3} e um valor admissível para o intervalo máximo de tempo discreto de 5×10^{-4} s. Cada simulação foi realizada durante um período de 1 segundo. Para a capacidade do condensador foi admitido um valor de 5×10^{-2} F e as quedas de tensão aos terminais dos díodos e interruptores electrónicos foram desprezadas. Para cada gerador, os parâmetros de controlo z_{on} e z_{off} foram estabelecidos em função do parâmetro S_t pelas seguintes relações:

$$z_{on} = -0.2S_t$$

$$z_{off} = z_{on} + S_t$$

Na Tabela 7.6 pode ser consultada a parametrização adoptada para o processo de optimização aplicado. Os intervalos de valores considerados para a banda de histerese e para a tensão no barramento encontram-se indicados na Tabela 7.7. Para efeitos de optimização, a banda de histerese foi definida como sendo um valor percentual da intensidade da corrente de referência.

Tabela 7.6 Parâmetros referentes ao método do Complexo de Box aplicado na caracterização dinâmica de cada GLRVC Tubular dimensionado.

ν	ρ	k_{max}	tol_X	tol_f
30	1.3	1500	1×10^{-2}	1

Tabela 7.7 Limites numéricos para as variáveis de optimização do modelo matemático.

Caso	Limite	h_b [%]	U_{bus} [V]
1	Inferior	1	1000
	Superior	10	4000
2	Inferior	1	2000
	Superior	10	6000

7.1 Resultados do projecto analítico

Para cada modelo, o método PSO foi aplicado no processo de optimização associado ao respectivo projecto analítico. Os valores seleccionados para os parâmetros do método PSO e os limites estabelecidos para as variáveis de optimização podem ser encontrados, respectivamente, na Tabela 7.8 e na Tabela 7.9. Os coeficientes c_1 e c_2 foram definidos pelos valores adoptados

em [204]. Para as grandezas dimensionais que necessitam de ser, inicialmente, estipuladas pelo projectista, foram admitidos os valores apresentados na Tabela 7.10.

Tabela 7.8 Parâmetros referentes ao método PSO aplicado para o projecto da estrutura base do GLRVC Tubular.

N	c_1	c_2	k_{max}	tol_X	tol_f
50	2.05	2.05	3000	1×10^{-1}	1×10^{-3}

Tabela 7.9 Limites de valores admitidos para as variáveis de optimização consideradas no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular.

Caso	Limite	b_p [mm]	N_t	I_{max} [A]
1	Inferior	40	30	5
	Superior	200	200	70
2	Inferior	40	30	10
	Superior	200	200	100

Tabela 7.10 Parâmetros dimensionais constantes no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular.

Caso	l_g [mm]	D_{sft} [mm]	w_h [mm]	w_v [mm]
1	3	300	0.1	0.1
2	4	400	0.1	0.1

O parâmetro ζ , que representa a razão entre as indutâncias da fase na posição de alinhamento e na posição de não-alinhamento, foi estimado de acordo com a experiência obtida nas várias avaliações efectuadas, através do método de elementos finitos, de máquinas com características semelhantes. Os valores estipulados para ζ encontram-se indicados na Tabela 7.11 para as várias configurações estruturais consideradas neste trabalho onde, os índices i e o representam, respectivamente, as configurações que apresentam o primário como parte interior e como parte exterior.

Tabela 7.11 Valores de ζ considerados para as várias configurações estruturais em estudo.

Caso	Modelo	A_i	B_i	C_i	D_i	A_o	B_o	C_o	D_o
Caso 1	ζ	2.1	3.1	2.9	5.9	1.8	2.5	2.2	10.2
Caso 2	Modelo	A_i	B_i	C_i	D_i	A_o	B_o	C_o	D_o
	ζ	2.0	3.7	2.9	7.5	1.8	2.7	1.8	13.1

Os resultados do processo de optimização do projecto da estrutura base para o Caso 1 são apresentados na Tabela 7.12 e para o Caso 2 são apresentados na Tabela 7.13.

Tabela 7.12 Resultados do processo de otimização aplicado no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular para o Caso 1.

Modelo	nº de iterações	Duração [s]	err_x	err_f	G_{best}			$f(G_{best})$
					b_p [mm]	N_t	I_{max} [A]	
A_i	3000	47.7	75.8	6.6×10^{-5}	109.2	194.0	69.6	5.3×10^{-7}
B_i	3000	47.8	80.5	3.1×10^{-4}	109.3	200.0	68.4	1.4×10^{-6}
C_i	3000	50.0	129.9	7.2×10^{-4}	111.5	164.0	43.1	1.8×10^{-7}
D_i	40	0.6	0.0	0.0	150.0	200.0	70.0	1.9×10^{-1}
A_o	3000	46.7	59.9	7.4×10^{-5}	126.6	194.0	67.7	1.1×10^{-6}
B_o	3000	45.2	73.4	7.9×10^{-5}	136.6	198.0	63.3	1.1×10^{-6}
C_o	3000	53.7	68.4	6.7×10^{-4}	118.5	124.0	65.6	5.6×10^{-7}
D_o	41	0.6	0.0	0.0	150.0	200.0	70.0	6.0×10^{-2}

Tabela 7.13 Resultados do processo de otimização aplicado no projecto da estrutura base do GLRVC Tubular para o Caso 2.

Modelo	nº de iterações	Duração [s]	err_x	err_f	G_{best}			$f(G_{best})$
					b_p [mm]	N_t	I_{max} [A]	
A_i	3000	58.1	89.7	2.2×10^{-4}	182.9	198.0	97.0	9.1×10^{-7}
B_i	3000	52.8	126.7	1.4×10^{-4}	117.7	229.0	87.6	2.8×10^{-7}
C_i	3000	49.6	119.8	5.2×10^{-4}	109.8	138.0	92.0	3.2×10^{-7}
D_i	157	2.6	16.4	9.6×10^{-4}	186.7	230.0	99.7	2.4×10^{-6}
A_o	3000	49.4	144.6	2.2×10^{-4}	77.1	216.0	99.8	7.9×10^{-7}
B_o	3000	49.7	97.5	2.5×10^{-4}	194.7	229.0	84.2	1.2×10^{-6}
C_o	3000	56.9	154.0	3.8×10^{-4}	88.1	215.0	64.5	8.2×10^{-7}
D_o	3000	45.3	62.4	8.1×10^{-5}	187.7	214.0	99.5	2.0×10^{-6}

De acordo com a solução óptima obtida pelo processo de otimização, foram completamente definidas as dimensões para as configurações base de cada modelo em análise. Para as especificações impostas no Caso 1, os parâmetros dimensionais calculados para o Modelo A , Modelo B , Modelo C e Modelo D podem ser encontrados, respectivamente, na Tabela 7.14, na Tabela 7.15, na Tabela 7.16 e na Tabela 7.17. Pela mesma ordem de referência, os parâmetros dimensionais do Modelo A , Modelo B , Modelo C e Modelo D determinados para o Caso 2, são indicados na Tabela 7.18, na Tabela 7.19, na Tabela 7.20 e na Tabela 7.21.

Tabela 7.14 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *A* para o Caso 1.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
A_i	5.0	194.0	400.0	0.1	2.3	109.2	109.2	137.1	53.6	0.0	0.0
A_o	5.0	194.0	400.0	0.1	1.5	126.6	126.6	114.9	47.7	0.0	0.0
	b_s	c_s	n_s	h_s	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
A_i	109.2	218.4	100.0	150.0	0.0	0.0	4.8	104.7	42.9	163.8	109.2
A_o	126.6	253.2	163.3	150.0	0.0	0.0	4.8	123.7	38.2	189.9	126.6

Tabela 7.15 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *B* para o Caso 1.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
B_i	5.0	200.0	400.0	0.1	2.3	109.3	109.3	137.2	59.6	0.0	0.0
B_o	5.0	198.0	400.0	0.1	1.7	136.6	136.6	123.5	47.7	0.0	0.0
	spc	b_s	c_s	n_s	h_s	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
B_i	36.4	109.3	109.3	100.2	150.0	0.0	0.0	4.8	104.7	47.7	109.3
B_o	45.5	136.6	136.6	178.8	150.0	0.0	0.0	4.8	133.2	38.2	136.6
	k_{offset}										
	[mm]										
B_i	72.9										
B_o	91.1										

Tabela 7.16 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *C* para o Caso 1.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	5.0	164.0	400.0	0.1	0.5	111.5	111.5	123.1	111.5	0.0	0.0
C_o	5.0	124.0	400.0	0.1	1.7	118.5	118.5	111.0	118.5	0.0	0.0
	b_{p2}	c_{p2}	n_{p2}	h_{p2}	l_{p2}	t_{p2}	spc	b_s	c_s	n_s	h_s
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	223.0	334.5	322.5	9.6	111.5	0.0	37.2	111.5	111.5	201.1	150.0
C_o	237.0	355.5	213.0	12.0	118.5	0.0	39.5	118.5	118.5	347.1	150.0
	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}				
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]				
C_i	0.0	0.0	3.8	333.5	7.7	111.5	74.3				
C_o	0.0	0.0	4.8	352.0	9.6	118.5	79.0				

Tabela 7.17 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *D* para o Caso 1.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
D_i	5.0	200.0	400.0	0.1	0.7	150.0	225.0	200.0	104.9	37.5	37.5
D_o	5.0	200.0	400.0	0.1	0.7	150.0	225.0	134.3	104.9	37.5	37.5
	b_s	n_s	h_s	l_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}		
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]		
D_i	375.0	150.0	150.0	93.8	4.8	223.6	23.9	281.3	187.5		
D_o	375.0	150.0	150.0	93.8	4.8	223.6	23.9	281.3	187.5		

Tabela 7.18 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *A* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
A_i	5.0	230.0	600.0	0.1	2.0	174.5	174.5	221.6	53.4	0.0	0.0
A_o	5.0	225.0	600.0	0.1	1.4	136.1	136.1	124.7	60.1	0.0	0.0
	b_s	c_s	n_s	h_s	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
A_i	174.5	349.0	157.5	150.0	0.0	0.0	5.3	170.6	42.7	261.8	174.5
A_o	136.1	272.2	165.5	150.0	0.0	0.0	5.3	133.3	48.1	204.2	136.1

Tabela 7.19 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *B* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
B_i	5.0	225.0	600.0	0.1	2.2	84.3	84.3	95.9	100.1	0.0	0.0
B_o	5.0	228.0	600.0	0.1	2.4	79.5	79.5	75.2	113.4	0.0	0.0
	spc	b_s	c_s	n_s	h_s	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
B_i	28.1	84.3	84.3	79.5	150.0	0.0	0.0	5.3	80.0	80.1	84.3
B_o	26.5	79.5	79.5	89.9	150.0	0.0	0.0	5.3	74.6	90.7	79.5
	k_{offset}										
	[mm]										
B_i	56.2										
B_o	53.0										

Tabela 7.20 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *C* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	5.0	202.0	600.0	0.1	0.6	81.3	81.3	87.5	81.3	0.0	0.0
C_o	5.0	209.0	600.0	0.1	0.2	150.8	150.8	141.2	150.8	0.0	0.0
	b_{p2}	c_{p2}	n_{p2}	h_{p2}	l_{p2}	t_{p2}	spc	b_s	c_s	n_s	h_s
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	162.6	243.9	203.8	23.9	81.3	0.0	27.1	81.3	81.3	149.5	150.0
C_o	301.6	452.4	270.8	18.0	150.8	0.0	50.3	150.8	150.8	427.0	150.0
	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}				
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]				
C_i	0.0	0.0	4.8	242.6	19.1	81.3	54.2				
C_o	0.0	0.0	4.8	451.9	14.4	150.8	100.5				

Tabela 7.21 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto da estrutura base do Modelo *D* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
D_i	5.0	230.0	600.0	0.1	0.4	196.0	294.0	254.4	131.4	49.0	49.0
D_o	5.0	226.0	600.0	0.1	1.7	187.1	280.7	168.4	127.0	46.8	46.8
	b_s	n_s	h_s	l_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}		
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]		
D_i	490.0	196.0	196.0	122.5	5.3	293.2	26.8	367.5	245.0		
D_o	467.7	187.1	187.1	116.9	5.3	277.2	26.8	350.8	233.9		

Na Tabela 7.22 encontram-se indicados os diâmetros, o comprimento e a massa de cada estrutura base do GLRVC tubular obtida pelo projecto analítico para as condições do Caso 1. Para as estruturas dimensionadas para o Caso 2, as mesmas grandezas são apresentadas na Tabela 7.23.

Tabela 7.22 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 1.

Modelo	$D_{p,int}$	$D_{p,ext}$	$D_{s,int}$	$D_{s,ext}$	L_p	L_s	m_p	m_s
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[kg]	[kg]
A_i	400.0	781.4	791.4	1291.4	1856.4	3385.2	4750.9	13769.4
B_i	400.0	793.6	803.6	1304.0	2149.4	3606.9	6023.1	16843.6
C_i	400.0	1533.4	1543.4	2245.6	2110.2	3456.5	24194.5	45045.2
D_i	400.0	1009.8	1019.8	1619.8	2400.0	3937.5	10060.8	39526.9
A_o	1036.6	1361.8	400.0	1026.6	2152.2	3544.8	7954.0	11837.3
B_o	1067.6	1410.0	400.0	1057.6	2686.3	4234.6	14804.9	17683.2
C_o	1404.2	2313.2	400.0	1394.2	2248.0	3673.5	36946.4	31398.3
D_o	1010.0	1488.4	400.0	1000.0	2475.0	3937.5	16482.6	20849.4

Tabela 7.23 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 2.

Modelo	$D_{p,int}$ [mm]	$D_{p,ext}$ [mm]	$D_{s,int}$ [mm]	$D_{s,ext}$ [mm]	L_p [mm]	L_s [mm]	m_p [kg]	m_s [kg]
A_i	600.0	1148.8	1158.8	1787.6	3109.3	7864.7	17447.6	63383.5
B_i	600.0	1026.8	1036.8	1554.4	2314.6	6944.3	9617.6	41356.2
C_i	600.0	1681.8	1691.8	2391.0	2109.9	6697.8	27361.2	93008.6
D_i	600.0	1333.8	1343.8	2090.6	2987.5	7702.2	20678.7	125203.4
A_o	1083.6	1443.0	600.0	1073.6	1310.7	5859.6	3964.9	15069.6
B_o	1414.6	1857.2	600.0	1404.6	3829.1	8372.1	35475.7	62639.8
C_o	1358.2	2072.0	600.0	1348.2	1716.3	6255.1	21341.1	41462.7
D_o	1360.8	1953.0	600.0	1350.8	3097.3	7743.5	34240.5	71519.3

Na Tabela 7.24 são indicados os resultados, analíticos e numéricos, das características electromagnéticas de cada estrutura dimensionada para as especificações do Caso 1. Para os geradores projectados para as condições impostas no Caso 2, os valores calculados para mesmas grandezas são apresentados na Tabela 7.25. As quantidades energéticas associadas a cada ciclo de conversão podem ser consultadas na Tabela 7.26 e na Tabela 7.27 para o Caso 1 e Caso 2, respectivamente.

Tabela 7.24 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 1.

Modelo	ζ	f_e [Hz]	I_{max} [A]	R_a [Ω]	Cálculo Analítico			Cálculo FEM		
					\mathcal{R} [H ⁻¹]	L_{au} [H]	λ_{max} [Wb]	\mathcal{R} [H ⁻¹]	L_{au} [H]	λ_{max} [Wb]
A_i	2.0	1.6	69.6	1.1	29496.7	5.1	355.2	19828.7	7.6	183.1
B_i	2.5	2.4	68.4	1.3	29019.6	2.8	188.6	47286.2	3.4	175.6
C_i	2.5	2.4	43.1	1.3	3691.8	7.3	314.0	6314.0	4.3	173.0
D_i	5.9	0.9	70.0	1.6	17873.5	4.5	313.3	35979.6	4.4	239.2
A_o	1.8	1.4	67.7	1.8	19395.2	7.8	525.5	12526.7	12.0	235.4
B_o	2.4	1.9	63.3	2.1	17451.0	4.5	284.4	27146.4	5.8	255.2
C_o	2.2	2.2	65.6	1.2	3819.3	4.0	264.1	5879.6	2.6	159.4
D_o	10.2	0.9	70.0	2.2	16719.7	4.8	334.9	37926.2	4.2	229.7

Tabela 7.25 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura base para as condições referentes ao Caso 2.

Modelo	ζ	f_e	I_{max}	R_a	Cálculo			Cálculo		
					Analítico			FEM		
					\mathcal{R}	L_{au}	λ_{max}	\mathcal{R}	L_{au}	λ_{max}
		[Hz]	[A]	[Ω]	[H ⁻¹]	[H]	[Wb]	[H ⁻¹]	[H]	[Wb]
A_i	2.2	2.5	86.9	1.7	12567.9	16.8	1463.1	9468.5	22.3	537.6
B_i	2.0	7.7	90.7	1.3	30138.2	3.4	304.7	43598.9	4.6	206.3
C_i	2.1	8.0	64.0	0.9	5571.6	7.3	468.7	8917.7	4.6	187.8
D_i	7.4	1.8	98.4	2.1	10068.3	10.5	1034.0	21232.4	10.0	535.0
A_o	1.8	3.2	89.5	1.8	15057.9	13.4	1203.6	9980.6	20.3	402.0
B_o	1.7	8.2	92.6	1.9	29371.3	3.5	327.8	37098.5	5.6	259.2
C_o	2.5	4.3	66.7	2.9	2387.3	18.3	1220.4	3899.4	11.2	525.9
D_o	12.2	1.9	94.3	2.6	9966.4	10.2	966.5	23208.4	8.8	475.2

Tabela 7.26 Quantidades energéticas de cada ciclo de conversão e factor de geração para cada estrutura base referente às condições do Caso 1.

Modelo	W_{mech}	Cálculo	Cálculo	F_{gen_m}	F_z	G
		Analítico	FEM			
		W_c	W_c			
	[J]	[J]	[J]	[kN]	[kN/m ²]	[A.H/m]
A_i	6552.0	6552.0	3535.4	21.8	40.4	319.7
B_i	4372.0	4372.0	4027.7	36.0	32.8	763.8
C_i	4460.0	4460.0	2282.2	19.9	9.2	885.4
D_i	11250.0	9110.6	8058.4	26.8	11.2	662.9
A_o	7596.0	7596.0	2882.2	15.7	19.1	155.0
B_o	5464.0	5464.0	5216.2	37.6	20.6	766.7
C_o	4740.0	4740.0	2966.2	24.2	11.6	688.9
D_o	11250.0	10574.3	8439.9	27.9	11.8	713.9

Tabela 7.27 Quantidades energéticas de cada ciclo de conversão e factor de geração para cada estrutura base referente às condições do Caso 2.

Modelo	W_{mech} [J]	Cálculo Analítico	Cálculo FEM	F_{gen_m} [kN]	F_z [kN/m ²]	G [A.H/m]
		W_c [J]	W_c [J]			
A_i	31410.0	31410.0	14244.5	54.9	43.3	632.3
B_i	10116.0	10116.0	4189.2	49.5	46.9	324.9
C_i	9756.0	9756.0	3233.1	40.1	28.1	596.6
D_i	44100.0	44099.9	29250.2	74.1	17.5	1095.1
A_o	24498.0	24498.1	5736.5	28.8	27.3	140.8
B_o	9540.0	9540.0	2966.4	36.8	34.0	56.4
C_o	18096.0	18096.0	12016.7	77.2	23.2	1545.5
D_o	42097.5	42097.6	26871.9	70.6	17.8	1160.6

Para cada estrutura base foi calculada a evolução da indutância da fase e da força axial em função do deslocamento do secundário em relação ao primário. Relativamente às configurações com o primário localizado no interior, obtidas segundo as condições definidas para o Caso 1, as características electromagnéticas referidas são apresentadas, respectivamente, na Figura 7.1, na Figura 7.3, na Figura 7.5 e na Figura 7.7 para os modelos A , B , C e D . Para o mesmo caso de estudo, as características electromagnéticas calculadas para os geradores com o primário localizado no exterior encontram-se, respectivamente, na Figura 7.2, na Figura 7.4, na Figura 7.6 e na Figura 7.8 para os modelos A , B , C e D .

Com os resultados do dimensionamento analítico para o Caso 2 foram calculadas, para os geradores com o primário localizado no interior, as características electromagnéticas representadas na Figura 7.9, na Figura 7.11, na Figura 7.13 e na Figura 7.15 para os modelos A , B , C e D , respectivamente. Pela mesma ordem de referência, e para o mesmo caso de estudo, as características electromagnéticas referentes às estruturas com o primário localizado no exterior podem ser observadas na Figura 7.10, na Figura 7.12, na Figura 7.14 e na Figura 7.16 para os modelos A , B , C e D .

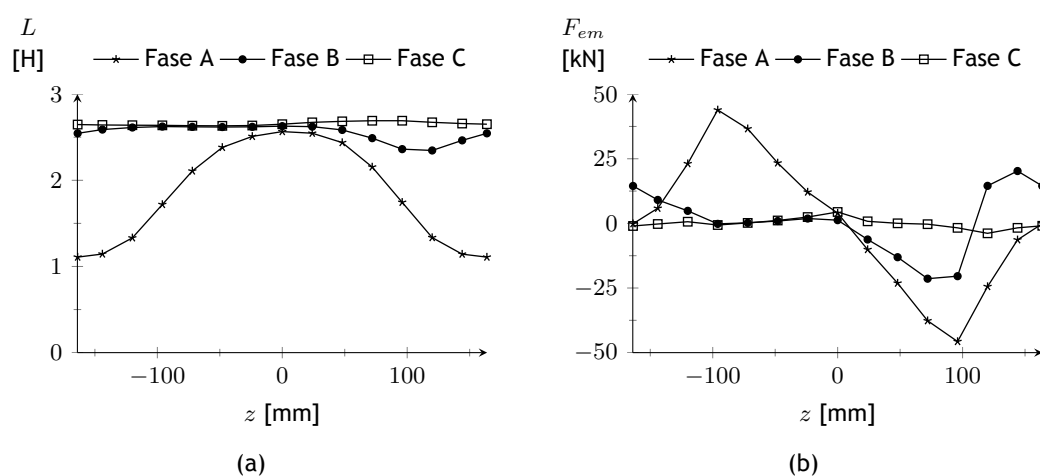


Figura 7.1 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

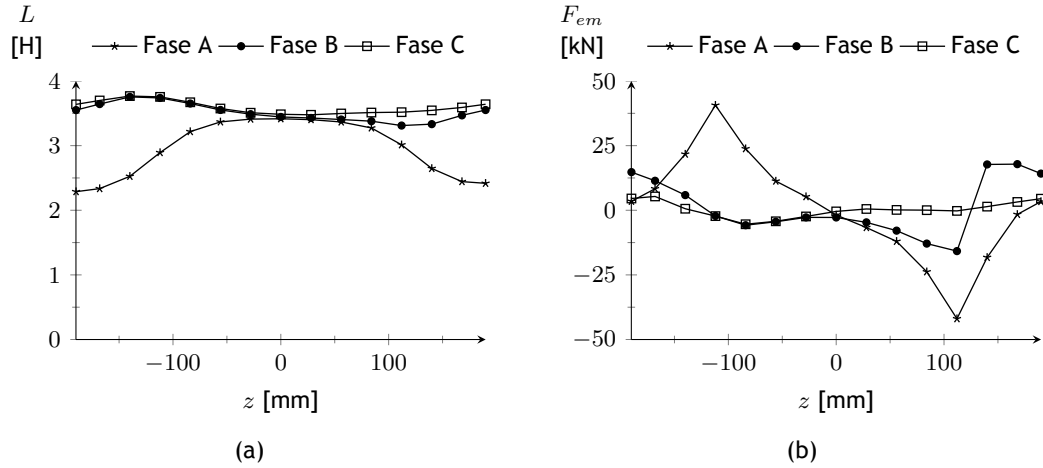


Figura 7.2 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

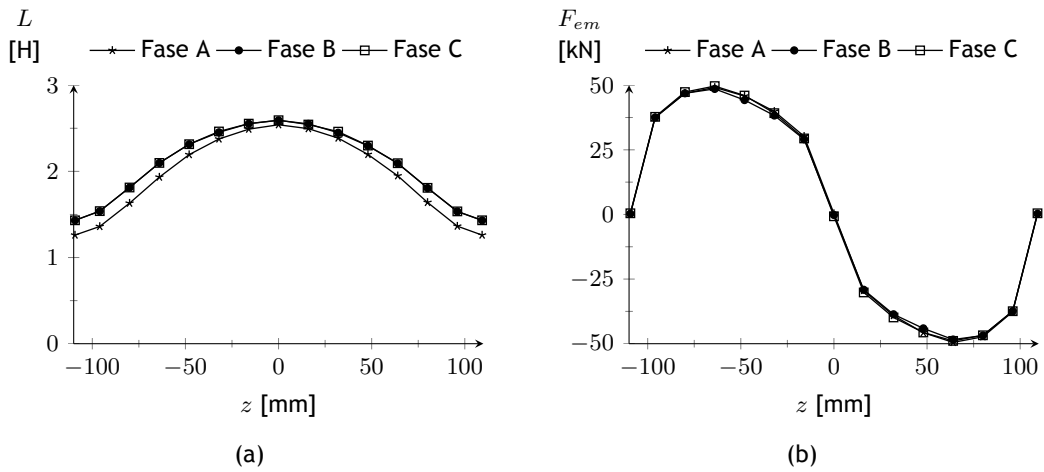


Figura 7.3 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

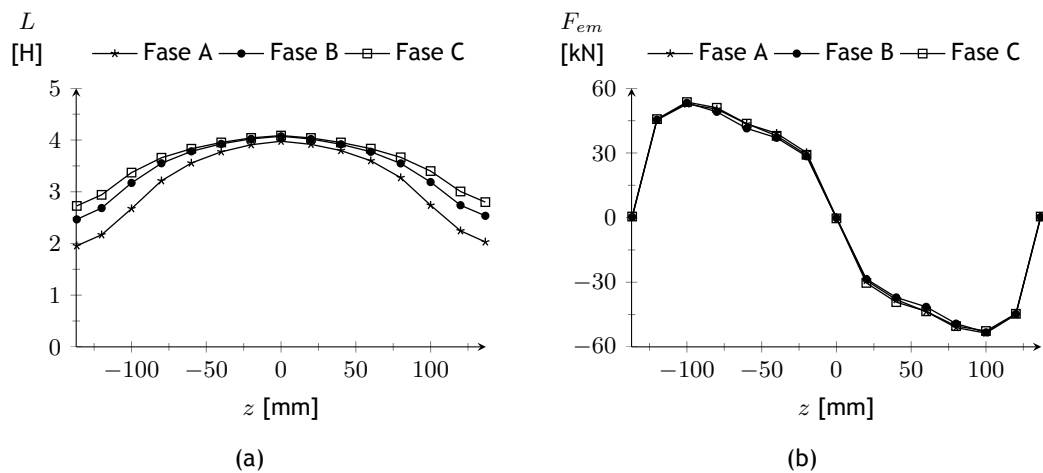


Figura 7.4 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

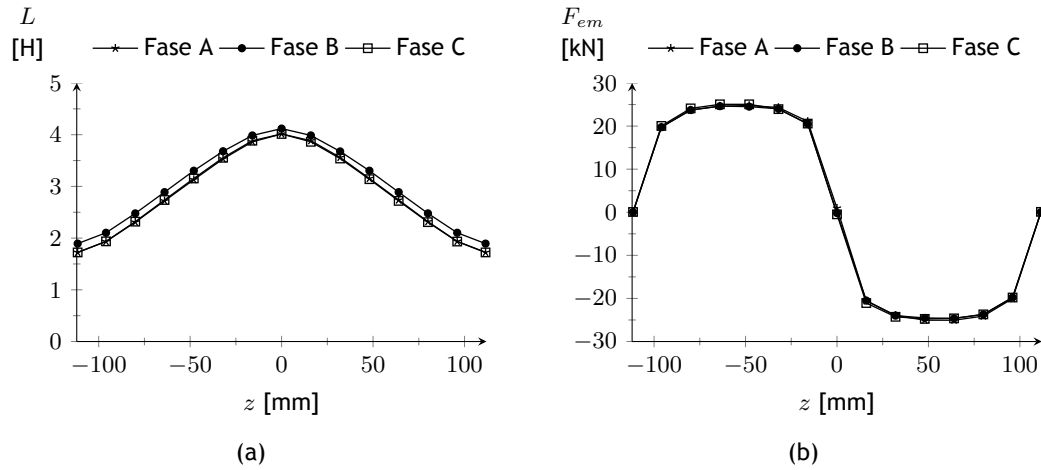


Figura 7.5 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

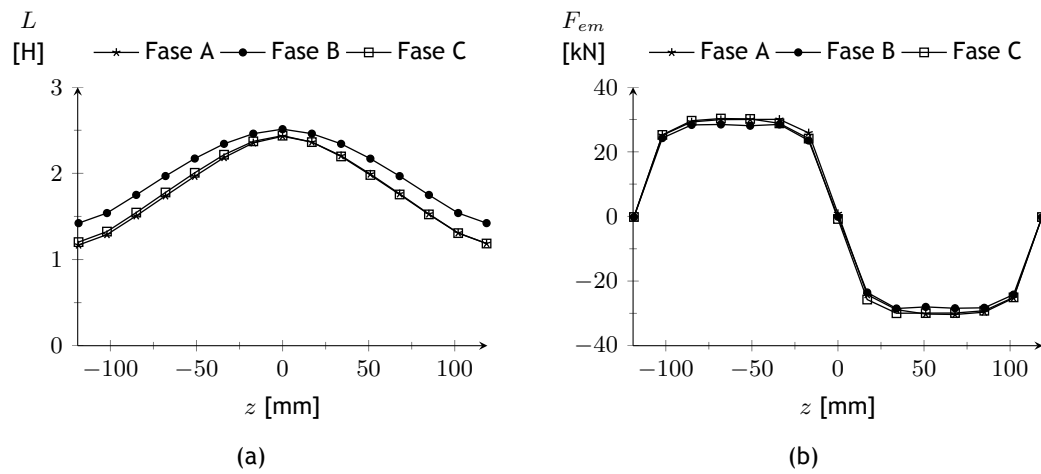


Figura 7.6 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

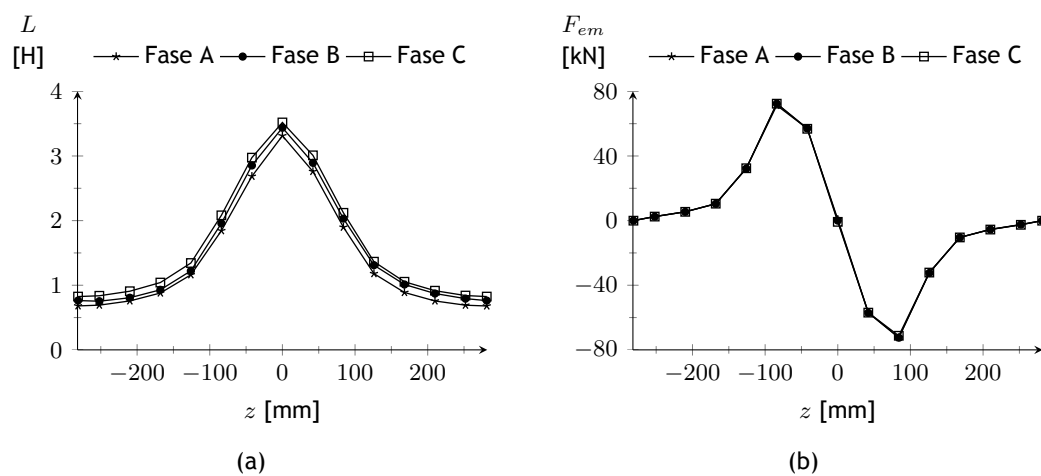


Figura 7.7 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

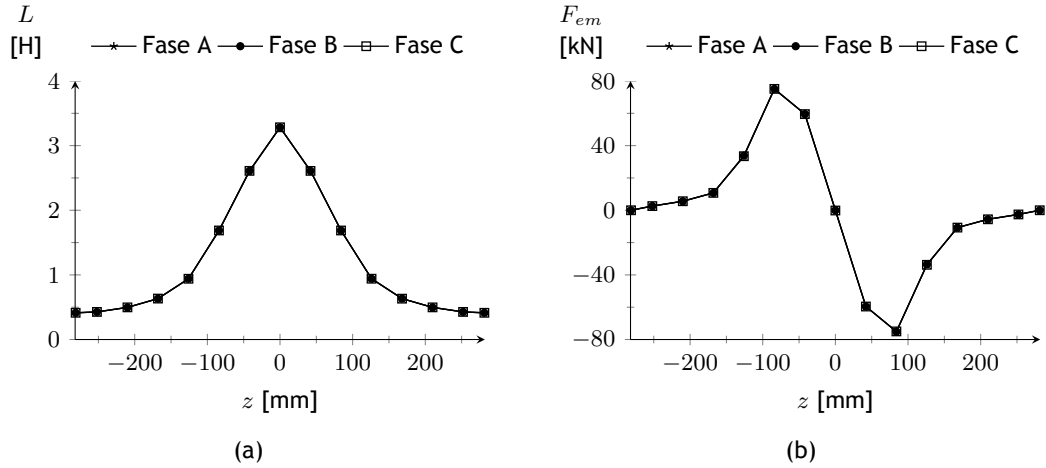


Figura 7.8 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

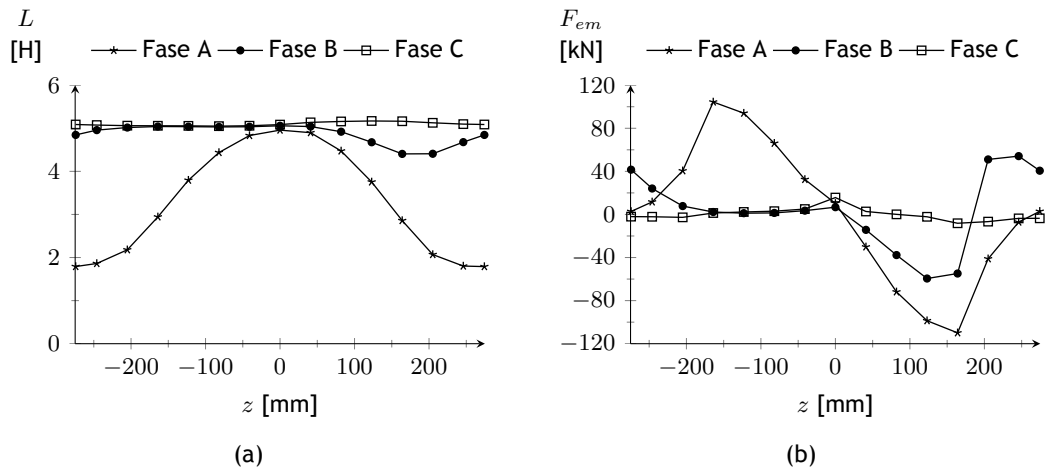


Figura 7.9 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

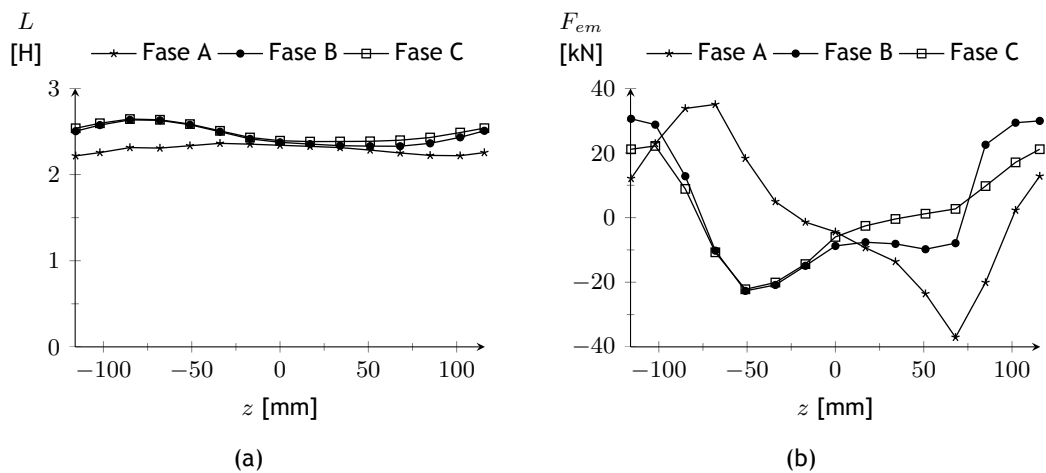


Figura 7.10 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo A_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

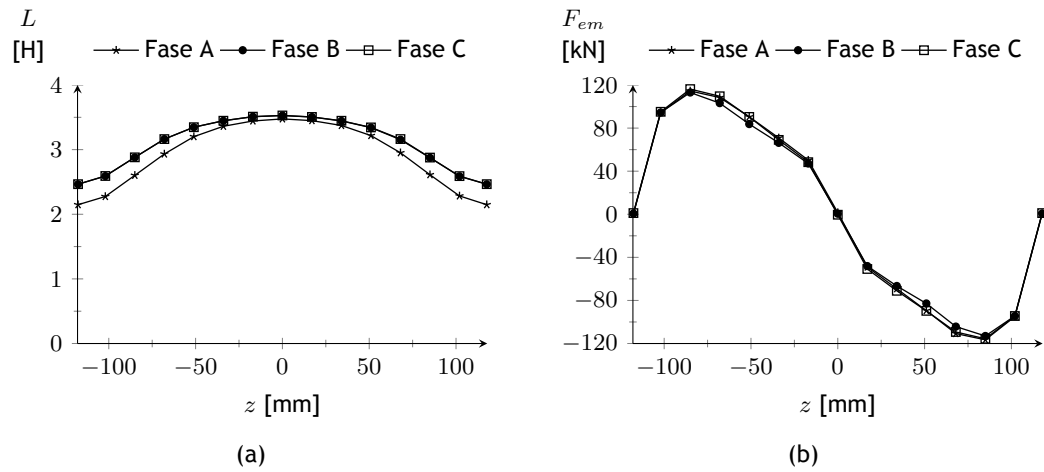


Figura 7.11 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

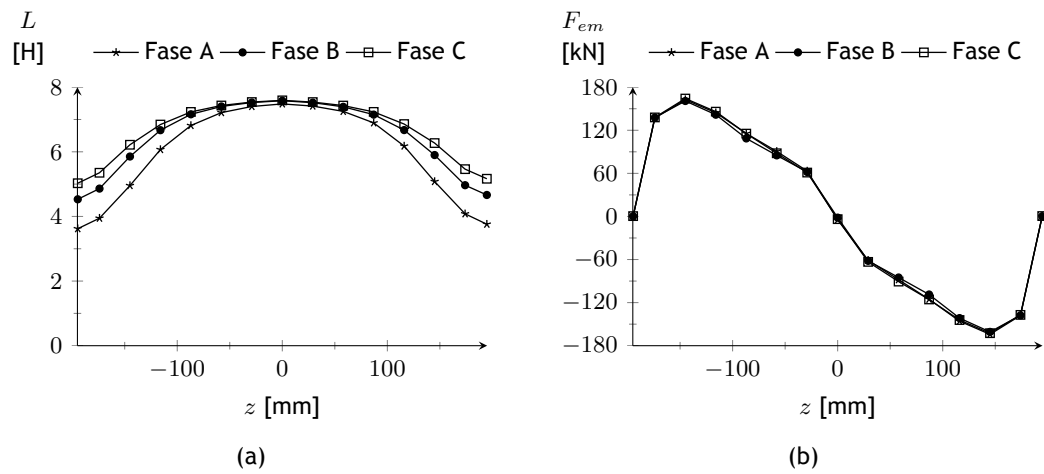


Figura 7.12 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo B_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

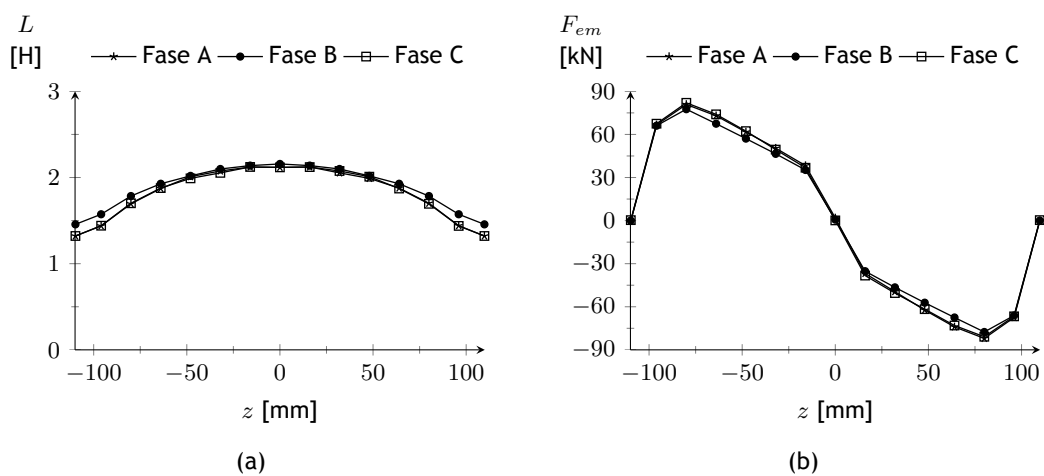


Figura 7.13 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

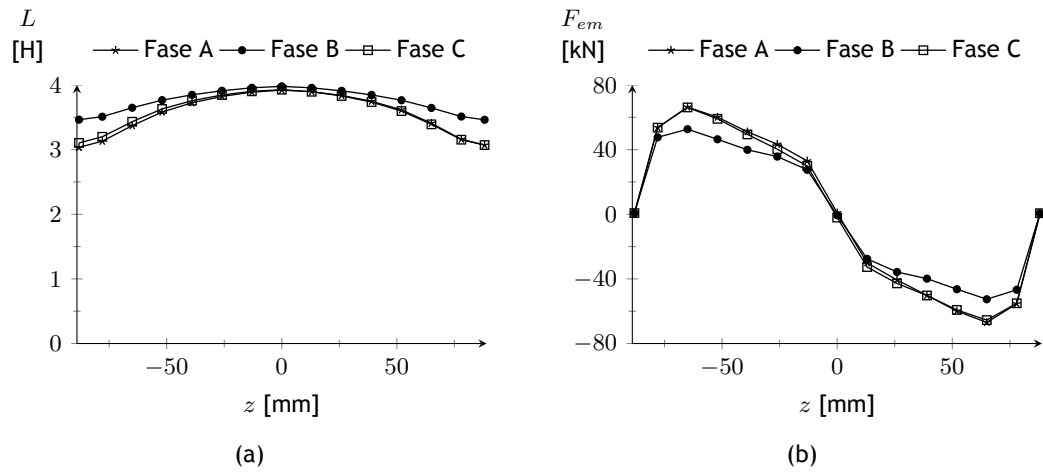


Figura 7.14 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo C_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

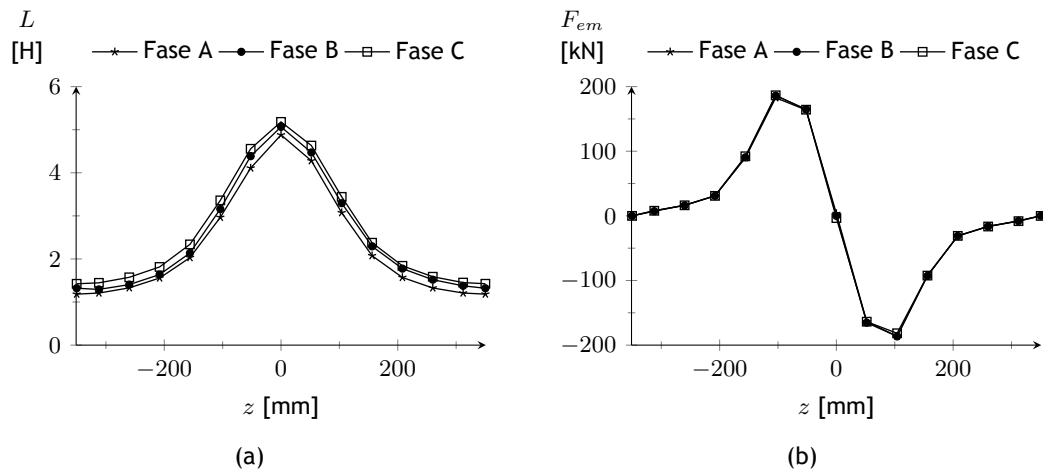


Figura 7.15 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

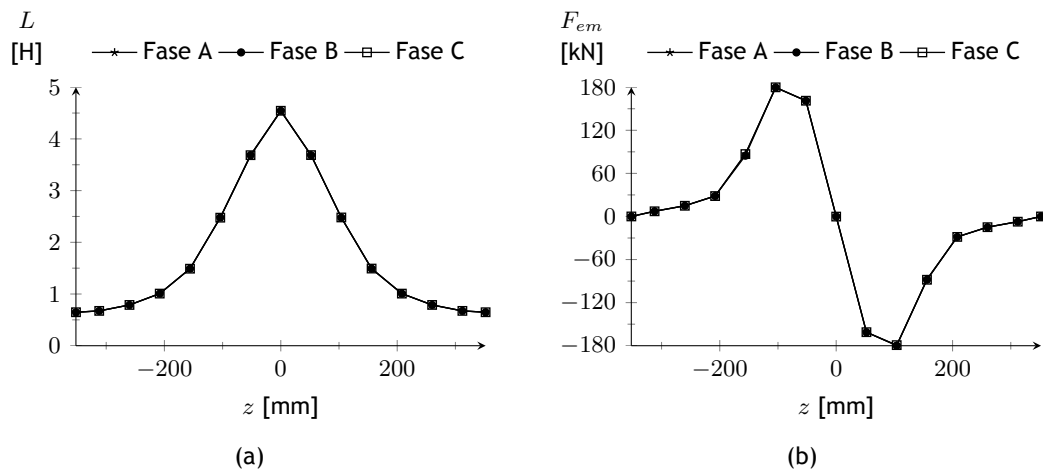


Figura 7.16 Características electromagnéticas da estrutura base referente ao Modelo D_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

Para a maioria das estruturas base projectadas para o Caso 1 verificou-se que o processo

iterativo terminou quando o número de iterações atingiu o valor máximo especificado. Apenas para os modelos D_i e D_o foi confirmada a convergência da solução num número reduzido de iterações. No entanto, a função objectivo que corresponde à solução óptima para estes dois últimos modelos é caracterizada por um valor muito superior aos obtidos para os restantes modelos estruturais, o que implica maior diferença entre o valor analítico da co-energia magnética e o valor da energia mecânica transferida para o gerador em cada ciclo de conversão. Relativamente aos resultados do projecto analítico, segundo as condições do Caso 2, apenas para o Modelo D_i foram verificados os critérios de paragem antes do processo de optimização atingir o número máximo de iterações. Para todos os modelos foi obtida uma diferença bastante reduzida entre os valores referentes à energia mecânica transferida e a co-energia magnética de cada ciclo de conversão. Comparando as grandezas electromagnéticas determinadas pelo cálculo analítico com as mesmas grandezas obtidas pelo método FEM, verifica-se que, para a maioria das estruturas dimensionadas, em ambos os casos de estudo, existe uma diferença significativa entre os valores analítico e numérico correspondentes a cada modelo estrutural. Segundo os resultados fornecidos pela análise FEM, para cada ciclo de conversão, o valor da co-energia magnética obtido para todos os modelos foi inferior ao valor calculado para a energia mecânica correspondente. Como consequência, a força média que cada estrutura base permite desenvolver é inferior à força máxima especificada apesar de, para alguns modelos estruturais, em determinadas posições relativas, ser possível atingir um valor de força instantâneo superior ao valor máximo pretendido. Para o Caso 1 apenas os modelos B_i e B_o são caracterizados por valores médios de força axial próximos do pretendido. Para o Modelo B_i foi calculado um valor de 36 kN e para o Modelo B_o um valor de 37.6 kN. Relativamente ao Caso 2, o valor médio de força axial mais próximo do valor procurado foi determinado para as estruturas referentes ao Modelo C_o , com um valor de 77.2 kN.

Pela análise efectuada às características electromagnéticas de cada modelo estrutural, verificou-se que ambas as configurações do Modelo A apresentam perfis distintos para as diferentes fases eléctricas. Enquanto a fase A apresenta um perfil regular, as fases B e C são caracterizadas por valores quase constantes para as várias posições relativas consideradas. Como consequência, a força electromagnética axial, que resulta da variação de energia com a posição, é praticamente nula para as fases eléctricas referidas. Esta particularidade deve-se à configuração estrutural inerente ao Modelo A a qual, para as fases B e C , não possibilita, ao longo do seu deslocamento, uma variação gradual da relutância do circuito magnético, ao contrário do que se observa para a fase A . Por esta razão, as fases B e C são desnecessárias pelo facto de comprometerem a eficiência de geração da máquina. Assim, o Modelo A só é adequado para gerador linear caso se pretenda, apenas, a utilização de uma fase eléctrica.

Pela diferença de valores observada entre a força axial de cada modelo estrutural e a força pretendida, confirma-se que as estruturas base dimensionadas não apresentam as características electromagnéticas necessárias para cumprir os requisitos pretendidos. Para todos os modelos estruturais dimensionados verificou-se uma diferença significativa entre os valores analíticos e numéricos calculados para as respectivas grandezas electromagnéticas. Deste modo, apesar de o projecto analítico fornecer uma estrutura electromagnética válida para cada modelo, não é possível realizar, com exactidão, o seu dimensionamento.

7.2 Resultados do projecto numérico

Para a execução do projecto por optimização numérica foram definidas restrições geométricas para os valores dos parâmetros dimensionais. Algumas restrições foram estabelecidas de acordo com as condições já definidas na Secção 5.1 e outras para garantir que a estrutura de cada gerador não assumisse proporções geométricas pouco práticas, apesar de válidas. Para os parâmetros l_p e t_p , em todos os modelos em estudo, foram definidas as seguintes restrições geométricas:

$$l_p < \frac{b_p}{4} \quad (7.1)$$

$$t_p < \frac{h_p}{4} \quad (7.2)$$

$$l_s < \frac{b_s}{4} \quad (7.3)$$

$$t_s < \frac{h_s}{4} \quad (7.4)$$

Para o Modelo *A*, Modelo *B* e Modelo *D*:

$$c_p \geq 0.4b_p \quad (7.5)$$

$$h_p \leq 4b_p \quad (7.6)$$

Para o Modelo *A*, Modelo *B* e Modelo *C*:

$$b_s \leq 0.8\tau_s \quad (7.7)$$

$$h_s \leq 5b_s \quad (7.8)$$

Para o Modelo *D*:

$$c_p + b_p - 2l_p \leq b_s < 1.9b_p + c_p \quad (7.9)$$

As restrições indicadas foram asseguradas, a cada iteração, pela modificação dos valores limite das variáveis. Relativamente às condições que definem a grandeza representada pela função objectivo, foram estabelecidos os valores indicados na Tabela 7.28. De modo a admitir a contribuição das pequenas regiões de elevada densidade de fluxo magnético, geralmente junto às descontinuidades geométricas, para a saturação global do núcleo ferromagnético foi estabelecido que o valor da co-energia magnética não deve ser superior ao dobro do valor de energia magnética. Este limite foi estipulado com base na experiência adquirida pelas várias simulações FEM realizadas ao longo deste trabalho. Foi verificado que, devido à saturação local, para a grande maioria dos modelos analisados, valores inferiores para n_{sat} indicavam um subaproveitamento das capacidades de magnetização do núcleo ferromagnético, dado que grande parte do seu volume era caracterizado por baixa densidade de fluxo magnético. O erro relativo entre a co-energia magnética e a energia magnética de cada ciclo de conversão tol_W foi limitado a 10 %. Verificou-se, ao longo deste trabalho, que para valores inferiores a 10 % nem sempre era possível obter a solução pretendida.

Tabela 7.28 Parâmetros referentes às condições da função objectivo do projecto numérico.

n_{sat}	tol_W
2	10 %

Uma vez que a função objectivo pode fornecer valores com diferentes ordens de grandeza, foram estabelecidas diferentes tolerâncias de erro para o valor da função. Assim, o parâmetro tol_f é definido por:

$$tol_f = \begin{cases} tol_{f_1} & \text{se } f(X) = \frac{W_c}{W_m} \text{ ou } f(X) = W_c - W_{mech} \\ tol_{f_2} & \text{se } f(X) = -G \end{cases} \quad (7.10)$$

Como método de optimização foi utilizado o método do Complexo de Box, o qual foi parametrizado com os valores apresentados na Tabela 7.29. As variáveis de optimização e os respectivos valores limite para o Caso 1 são indicados, respectivamente, na Tabela 7.30, na Tabela 7.31, na Tabela 7.32 e na Tabela 7.33 para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D*. Pela mesma ordem de referência, as variáveis de optimização e respectivos valores limites encontram-se organizados na Tabela 7.34, na Tabela 7.35, na Tabela 7.36 e na Tabela 7.33 para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D*.

Tabela 7.29 Parâmetros referentes ao método do Complexo de Box aplicado para o projecto da estrutura óptima do GLRVC Tubular.

ν	ρ	k_{max}	tol_X	tol_{f_1}	tol_{f_2}
50	1.3	3000	1×10^{-1}	5×10^{-2}	1

Tabela 7.30 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *A* para o Caso 1.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]	b_s [mm]
A_i	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	80.0	70.0	10.0	10.0	80.0
	Superior	10.0	270.0	500.0	70.0	200.0	200.0	60.0	60.0	250.0
A_o	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	80.0	70.0	10.0	10.0	80.0
	Superior	10.0	270.0	500.0	70.0	200.0	200.0	60.0	60.0	250.0
		h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]						
A_i	Inferior	60.0	10.0	10.0						
	Superior	250.0	50.0	50.0						
A_o	Inferior	60.0	10.0	10.0						
	Superior	250.0	50.0	50.0						

Tabela 7.31 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *B* para o Caso 1.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]	b_s [mm]
B_i	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	500.0	70.0	170.0	170.0	50.0	50.0	200.0
B_o	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	500.0	70.0	170.0	170.0	50.0	50.0	200.0
B_i		h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]						
	Inferior	60.0	10.0	10.0						
B_o	Superior	200.0	50.0	50.0						
	Inferior	60.0	10.0	10.0						
B_o	Superior	200.0	50.0	50.0						

Tabela 7.32 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *C* para o Caso 1.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	h_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]
C_i	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	35.0	30.0	20.0	2.0	2.0
	Superior	10.0	370.0	500.0	70.0	100.0	100.0	100.0	25.0	25.0
C_o	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	40.0	40.0	20.0	2.0	2.0
	Superior	10.0	370.0	500.0	70.0	10.0	100.0	100.0	25.0	25.0
C_i		b_{p2} [mm]	t_{p2} [mm]	b_s [mm]	h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]			
	Inferior	80.0	0.0	30.0	20.0	2.0	2.0			
C_o	Superior	200.0	20.0	100.0	120.0	15.0	25.0			
	Inferior	80.0	0.0	30.0	20.0	2.0	2.0			
C_o	Superior	200.0	20.0	100.0	120.0	15.0	25.0			

Tabela 7.33 Variáveis de otimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *D* para o Caso 1.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]	b_s [mm]
D_i	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	500.0	70.0	170.0	170.0	50.0	50.0	220.0
D_o	Inferior	5.0	50.0	300.0	10.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	500.0	70.0	170.0	170.0	50.0	50.0	220.0
		h_s [mm]	l_s [mm]	n_s [mm]						
D_i	Inferior	60.0	10.0	70.0						
	Superior	170.0	75.0	150.0						
D_o	Inferior	60.0	10.0	70.0						
	Superior	170.0	75.0	150.0						

Tabela 7.34 Variáveis de otimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *A* para o Caso 2.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]	b_s [mm]
A_i	Inferior	5.0	150.0	600.0	40.0	200.0	100.0	20.0	10.0	90.0
	Superior	10.0	350.0	1000.0	100.0	400.0	300.0	90.0	90.0	350.0
A_o	Inferior	5.0	100.0	600.0	50.0	150.0	150.0	20.0	10.0	200.0
	Superior	12.0	500.0	1200.0	100.0	350.0	300.0	90.0	90.0	350.0
		h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]						
A_i	Inferior	60.0	10.0	10.0						
	Superior	300.0	70.0	70.0						
A_o	Inferior	60.0	10.0	10.0						
	Superior	300.0	70.0	70.0						

Tabela 7.35 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *B* para o Caso 2.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]	b_s [mm]
B_i	Inferior	5.0	50.0	400.0	20.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	600.0	100.0	200.0	200.0	70.0	70.0	200.0
B_o	Inferior	5.0	50.0	400.0	20.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	600.0	100.0	200.0	200.0	70.0	70.0	200.0
B_i		h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]						
	Inferior	60.0	10.0	10.0						
B_o	Superior	250.0	70.0	70.0						
	Inferior	60.0	10.0	10.0						
B_o	Superior	250.0	70.0	70.0						

Tabela 7.36 Variáveis de optimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *C* para o Caso 2.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	h_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]
C_i	Inferior	5.0	100.0	400.0	10.0	50.0	50.0	30.0	2.0	2.0
	Superior	10.0	400.0	600.0	100.0	110.0	110.0	120.0	30.0	30.0
C_o	Inferior	5.0	100.0	400.0	10.0	50.0	50.0	30.0	2.0	2.0
	Superior	10.0	400.0	600.0	100.0	110.0	110.0	120.0	30.0	30.0
C_i		b_{p2} [mm]	t_{p2} [mm]	b_s [mm]	h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]			
	Inferior	90.0	0.0	30.0	50.0	2.0	2.0			
C_o	Superior	200.0	30.0	130.0	140.0	30.0	30.0			
	Inferior	90.0	0.0	30.0	50.0	2.0	2.0			
C_o	Superior	200.0	30.0	130.0	140.0	30.0	30.0			

Tabela 7.37 Variáveis de otimização e respectivos limites admitidos no projecto do Modelo *D* para o Caso 2.

Modelo	Limite	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	I_{max} [A]	b_p [mm]	c_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]	b_s [mm]
D_i	Inferior	5.0	50.0	400.0	20.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	600.0	100.0	200.0	200.0	70.0	70.0	260.0
D_o	Inferior	5.0	50.0	400.0	20.0	70.0	60.0	10.0	10.0	60.0
	Superior	10.0	230.0	600.0	100.0	200.0	200.0	70.0	70.0	260.0
		h_s [mm]	l_s [mm]	n_s [mm]						
D_i	Inferior	60.0	10.0	50.0						
	Superior	250.0	70.0	200.0						
D_o	Inferior	60.0	10.0	50.0						
	Superior	250.0	70.0	200.0						

Os resultados do processo de otimização associado ao projecto numérico de cada configuração estrutural são apresentados, para o Caso 1, na Tabela 7.38 e, para o Caso 2, na Tabela 7.39. Para o Caso 1, os valores óptimos calculados para as variáveis de otimização são apresentados, respectivamente, na Tabela 7.40, na Tabela 7.41, na Tabela 7.42 e na Tabela 7.43 para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D*. Para o Caso 2, e pela mesma ordem de referência, os resultados obtidos pelo processo de otimização encontram-se indicados na Tabela 7.40, na Tabela 7.41, na Tabela 7.42 e na Tabela 7.43 para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D*. Nas mesmas tabelas, para além dos valores óptimos determinados para as variáveis de otimização, são apresentados os valores calculados, em função destes últimos, para os restantes parâmetros dimensionais que permitem definir a estrutura de cada modelo.

Tabela 7.38 Resultados do processo de otimização aplicado no projecto da estrutura do GLRVC Tubular para o Caso 1.

Modelo	nº de iterações	nº de avaliações da função objectivo	Duração [min]	err_x	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
A_i	113	501	102	10.0×10^{-2}	1.9×10^{-1}	-682.6
B_i	624	1564	308	4.2	9.8×10^{-1}	-1588.6
C_i	624	1744	246	4.0	9.1×10^{-1}	-1613.0
D_i	874	2049	316	1.8	9.5×10^{-1}	-1380.9
A_o	1002	2414	605	1.0	9.3×10^{-1}	-1086.7
B_o	1199	2980	710	6.4	9.8×10^{-1}	-1788.9
C_o	884	1641	199	5.1×10^{-1}	9.8×10^{-1}	-1825.0
D_o	1206	2705	406	2.4	9.6×10^{-1}	-1555.6

Tabela 7.39 Resultados do processo de optimização aplicado no projecto da estrutura do GLRVC Tubular para o Caso 2.

Modelo	nº de iterações	nº de avaliações da função objectivo	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
A_i	608	2173	420	1.2	8.9×10^{-1}	-2088.7
B_i	694	1686	391	6.8	9.8×10^{-1}	-2323.7
C_i	390	1359	175	3.9×10^{-1}	8.3×10^{-1}	-1144.4
D_i	866	1933	338	3.5×10^{-1}	9.7×10^{-1}	-1768.9
A_o	346	1177	265	0.0	7.6×10^{-2}	-2693.6
B_o	1333	2811	635	6.7×10^{-1}	9.6×10^{-1}	-2201.9
C_o	738	2128	343	4.0×10^{-1}	6.8×10^{-1}	-2291.0
D_o	1542	3146	459	2.9	9.7×10^{-1}	-2340.8

Tabela 7.40 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo A para o Caso 1.

Modelo	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	w_h [mm]	w_v [mm]	b_p [mm]	c_p [mm]	n_p [mm]	h_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]
A_i	7.3	264.0	406.6	0.1	1.1	191.1	106.9	266.8	85.1	35.8	13.6
A_o	8.2	270.0	500.0	0.1	2.2	168.3	72.6	154.9	89.0	21.6	17.8
	b_s [mm]	c_s [mm]	n_s [mm]	h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]	d_{wire} [mm]	h_{coil} [mm]	l_{coil} [mm]	S_t [mm]	k_{offset} [mm]
A_i	130.1	316.9	121.0	239.5	32.0	31.0	4.8	104.7	57.1	223.5	149.0
A_o	250.0	111.4	353.6	197.6	62.5	49.4	3.8	68.2	56.9	180.7	120.5

Tabela 7.41 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo B para o Caso 1.

Modelo	l_g [mm]	N_t	D_{sft} [mm]	w_h [mm]	w_v [mm]	b_p [mm]	c_p [mm]	n_p [mm]	h_p [mm]	l_p [mm]	t_p [mm]
B_i	5.1	230.0	499.5	0.1	1.7	170.0	152.0	222.4	46.7	13.9	9.3
B_o	5.0	229.9	338.8	0.1	1.4	123.3	127.8	114.1	41.7	10.2	8.3
	spc [mm]	b_s [mm]	c_s [mm]	n_s [mm]	h_s [mm]	l_s [mm]	t_s [mm]	d_{wire} [mm]	h_{coil} [mm]	l_{coil} [mm]	S_t [mm]
B_i	44.7	162.5	159.5	147.2	186.8	13.8	36.1	4.3	148.6	29.8	161.0
B_o	44.1	199.9	51.2	292.5	199.8	49.5	49.3	3.8	125.1	26.6	125.6
	k_{offset} [mm]										
B_i	107.3										
B_o	83.7										

Tabela 7.42 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo *C* para o Caso 1.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	8.4	317.5	500.0	0.1	3.3	69.8	100.0	73.8	41.0	5.9	8.1
C_o	5.0	370.0	500.0	0.1	2.6	40.0	100.0	38.8	22.0	2.0	2.0
	b_{p2}	c_{p2}	n_{p2}	h_{p2}	l_{p2}	t_{p2}	spc	b_s	c_s	n_s	h_s
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	200.0	100.0	270.2	79.7	39.6	7.6	43.4	54.0	115.8	101.7	93.0
C_o	119.3	100.0	110.8	59.3	60.7	1.0	53.3	87.8	52.2	231.1	120.0
	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}				
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]				
C_i	2.1	7.3	4.3	93.4	63.7	84.9	56.6				
C_o	21.6	30.0	3.4	94.7	47.4	70.0	46.7				

Tabela 7.43 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo *D* para o Caso 1.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
D_i	5.0	230.0	497.8	0.1	2.4	166.0	60.0	216.3	145.6	10.6	50.0
D_o	5.2	229.5	491.3	0.1	2.5	106.9	60.2	99.9	145.6	12.8	50.0
	b_s	n_s	h_s	l_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}		
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]		
D_i	220.0	148.6	95.0	12.1	4.3	55.2	76.4	169.5	113.0		
D_o	220.0	150.0	169.3	61.8	4.3	55.2	76.4	125.3	83.5		

Tabela 7.44 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo *A* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
A_i	10.0	350.0	780.2	0.1	4.0	379.7	198.3	534.0	65.6	72.1	12.0
A_o	12.0	500.0	1200.0	0.1	3.0	186.0	150.0	175.3	81.8	20.0	15.4
	b_s	c_s	n_s	h_s	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
A_i	295.5	571.5	267.4	272.4	66.9	44.5	4.8	190.3	42.8	433.5	289.0
A_o	350.0	154.0	444.6	299.9	87.5	75.0	3.8	144.0	53.1	252.0	168.0

Tabela 7.45 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo *B* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
B_i	5.0	230.0	598.2	0.1	2.1	199.1	94.9	259.3	115.8	42.6	22.3
B_o	6.6	229.8	598.8	0.1	1.4	126.2	157.4	118.3	64.2	10.1	10.7
	spc	b_s	c_s	n_s	h_s	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
B_i	290.9	158.0	136.0	146.5	250.0	24.1	55.2	5.3	90.6	74.7	147.0
B_o	62.9	200.0	83.6	260.7	249.8	49.8	60.7	5.3	154.6	42.7	141.8
	k_{offset}										
	[mm]										
B_i	98.0										
B_o	94.5										

Tabela 7.46 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo *C* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	5.3	271.6	443.7	0.1	4.4	53.5	110.0	55.9	36.3	6.9	6.1
C_o	5.0	309.0	424.0	0.1	3.5	66.8	106.9	64.1	32.0	8.0	2.0
	b_{p2}	c_{p2}	n_{p2}	h_{p2}	l_{p2}	t_{p2}	spc	b_s	c_s	n_s	h_s
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
C_i	199.9	110.0	276.7	100.0	17.1	38.3	55.5	54.7	108.8	102.9	117.5
C_o	189.7	106.9	173.4	89.3	50.8	9.6	49.0	130.0	43.7	383.5	136.5
	l_s	t_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}				
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]				
C_i	2.7	29.3	5.3	101.3	80.0	81.8	54.5				
C_o	32.5	33.7	4.8	99.9	71.4	86.8	57.9				

Tabela 7.47 Parâmetros dimensionais resultantes do projecto de optimização do Modelo *D* para o Caso 2.

Modelo	l_g	N_t	D_{sft}	w_h	w_v	b_p	c_p	n_p	h_p	l_p	t_p
	[mm]		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
D_i	5.0	230.0	597.5	0.1	0.5	200.0	65.0	260.8	203.4	10.0	70.0
D_o	5.1	230.0	600.0	0.1	3.3	152.0	60.0	141.7	223.3	10.0	70.0
	b_s	n_s	h_s	l_s	d_{wire}	h_{coil}	l_{coil}	S_t	k_{offset}		
	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]		
D_i	260.0	200.0	115.7	26.4	5.3	64.0	106.6	198.8	132.5		
D_o	260.0	200.0	250.0	67.7	5.3	53.3	122.6	159.0	106.0		

Os diâmetros, comprimento e massa das partes constituintes de cada estrutura óptima encontram-se indicados, respectivamente, na Tabela 7.48 e na Tabela 7.49 para os geradores dimensionados para as condições do Caso 1 e do Caso 2.

Tabela 7.48 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura ótima para as condições referentes ao Caso 1.

Modelo	$D_{p,int}$ [mm]	$D_{p,ext}$ [mm]	$D_{s,int}$ [mm]	$D_{s,ext}$ [mm]	L_p [mm]	L_s [mm]	m_p [kg]	m_s [kg]
A_i	406.6	1110.4	1125.0	1846.0	2575.1	4153.1	15732.7	31051.3
B_i	499.5	1037.7	1047.9	1715.9	3175.5	4670.5	15577.5	39430.5
C_i	500.0	1429.4	1446.2	1835.6	1763.5	3110.4	16933.6	16711.4
D_i	497.8	1221.6	1231.6	1718.8	1522.0	2712.0	10742.3	24720.0
A_o	1618.8	2106.6	500.0	1602.4	2095.5	3502.6	19618.1	42086.2
B_o	1333.4	1645.0	338.8	1323.4	2466.9	3966.4	14728.8	34858.7
C_o	1212.2	1674.0	500.0	1202.2	1364.5	2747.8	8011.1	16638.2
D_o	1140.3	1631.3	491.3	1129.9	1263.1	2506.5	8672.2	16255.5

Tabela 7.49 Diâmetros, comprimento e massa de cada estrutura ótima para as condições referentes ao Caso 2.

Modelo	$D_{p,int}$ [mm]	$D_{p,ext}$ [mm]	$D_{s,int}$ [mm]	$D_{s,ext}$ [mm]	L_p [mm]	L_s [mm]	m_p [kg]	m_s [kg]
A_i	780.2	1979.4	1999.4	3079.0	5003.7	9832.5	97305.2	230398.7
B_i	598.2	1348.4	1358.4	2151.4	4413.1	8978.0	39030.9	110708.5
C_i	443.7	1381.5	1392.1	1832.9	1713.0	6104.2	15793.9	34976.7
D_i	597.5	1525.9	1535.9	2167.3	1790.0	6360.0	20093.0	94444.5
A_o	2713.0	3227.2	1200.0	2689.0	2874.0	7406.0	42504.5	220546.9
B_o	1633.0	1998.0	598.8	1619.8	2773.3	7290.0	24400.7	82026.6
C_o	1474.0	2191.6	424.0	1464.0	1808.9	6383.2	18777.4	68454.1
D_o	1510.2	2240.2	600.0	1500.0	1668.0	6042.0	23909.1	71517.2

Para cada estrutura ótima foram calculadas as respectivas características electromagnéticas e quantidades energéticas associadas a cada ciclo de conversão. Estas podem ser observadas, para o Caso 1, na Tabela 7.50 e, para o Caso 2, na Tabela 7.51.

Tabela 7.50 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura ótima para as condições referentes ao Caso 1.

Modelo	ζ	f_e [Hz]	I_{max} [A]	R_a [Ω]	L_{au} [H]	λ_{max} [Wb]	W_{mech} [kJ]	W_c [kJ]	$F_{gen,m}$ [kN]	F_z [kN/m ²]	G [A.H/m]
A_i	1.7	1.2	69.9	2.2	13.6	560.8	8.9	9.0	41.9	31.2	682.6
B_i	3.5	1.6	52.5	2.5	7.3	363.7	6.4	7.1	42.5	19.1	1588.6
C_i	1.8	3.1	50.9	1.9	6.4	312.1	3.4	3.7	43.3	34.4	1613.0
D_i	3.4	1.6	57.6	2.5	6.6	346.5	6.8	7.4	42.9	25.3	1380.9
A_o	1.5	1.5	44.4	6.3	30.9	951.5	7.2	7.2	39.0	15.4	1086.7
B_o	2.5	2.1	48.3	4.3	8.0	380.7	5.0	5.5	42.8	12.8	1788.9
C_o	1.9	3.8	39.4	4.6	9.1	318.8	2.8	3.1	43.6	32.8	1825.0
D_o	3.0	2.1	53.2	3.4	6.0	302.3	5.0	5.5	43.5	27.7	1555.6

Tabela 7.51 Resultados das características electromagnéticas de cada estrutura óptima para as condições referentes ao Caso 2.

Modelo	ζ	f_e [Hz]	I_{max} [A]	R_a [Ω]	L_{au} [H]	λ_{max} [Wb]	W_{mech} [kJ]	W_c [kJ]	$F_{gen,m}$ [kN]	F_z [kN/m ²]	G [A.H/m]
A_i	1.9	1.5	72.2	5.7	63.3	2759.8	52.0	52.1	121.6	25.6	2088.6
B_i	3.2	4.4	83.2	1.9	8.1	551.4	17.6	17.7	117.9	34.8	2323.7
C_i	2.4	8.0	99.9	1.0	5.3	318.8	9.8	9.8	118.6	124.4	1144.4
D_i	3.6	3.3	93.4	2.0	9.6	601.0	23.9	23.9	117.9	47.1	1768.9
A_o	1.5	2.6	50.0	20.0	153.1	4202.6	30.2	32.8	130.2	21.9	2693.6
B_o	2.4	4.6	89.9	2.7	7.9	605.8	17.0	17.3	120.1	29.4	2201.9
C_o	2.1	7.5	72.6	2.3	10.7	577.4	10.4	11.5	130.2	54.3	2291.0
D_o	3.0	4.1	84.6	2.8	9.8	645.0	19.1	20.5	127.3	51.8	2340.8

Os mapas de cores referentes às distribuições de densidade de fluxo magnético para as estruturas óptimas dimensionadas para o Caso 1 encontram-se ilustrados, respectivamente, na Figura 7.17, na Figura 7.18, na Figura 7.19 e na Figura 7.20 para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D*. Pela mesma ordem, na Figura 7.21, na Figura 7.22, na Figura 7.23 e na Figura 7.24 é apresentada a distribuição de densidade de fluxo para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D* projectados de acordo com as especificações impostas no Caso 2.

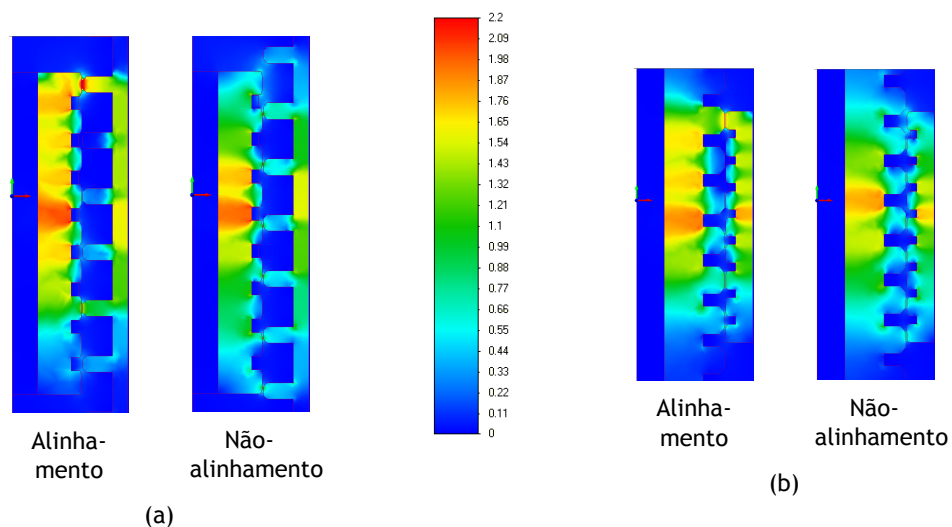


Figura 7.17 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *A* dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

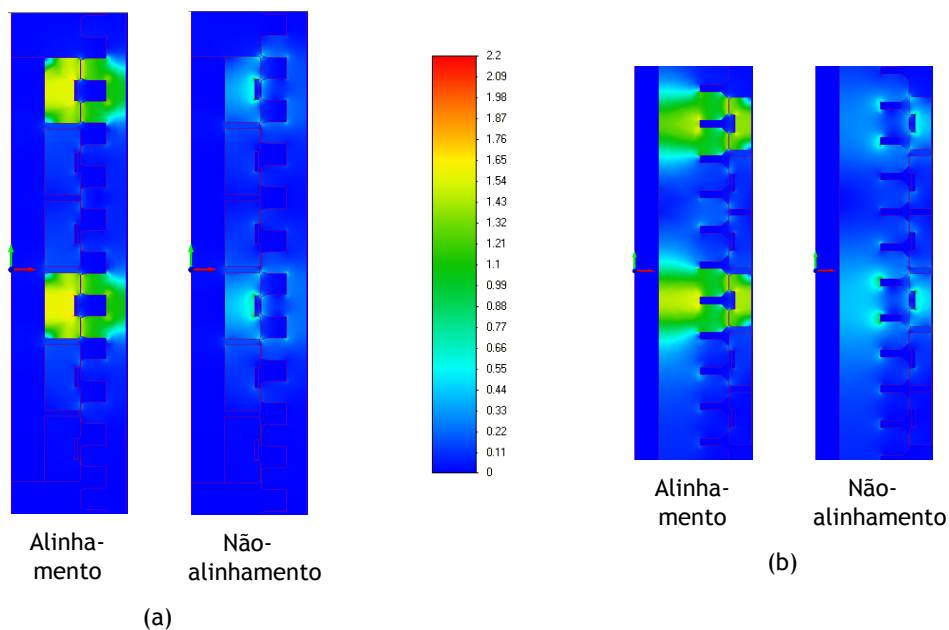


Figura 7.18 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *B* dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

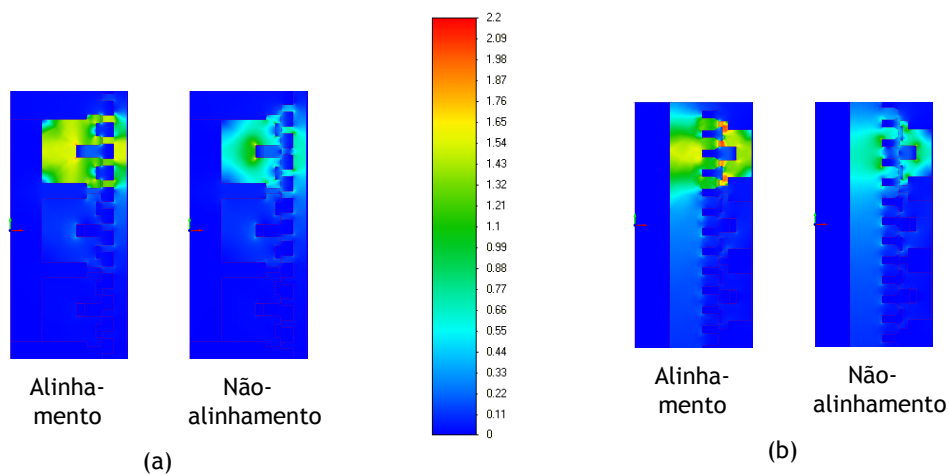


Figura 7.19 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *C* dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

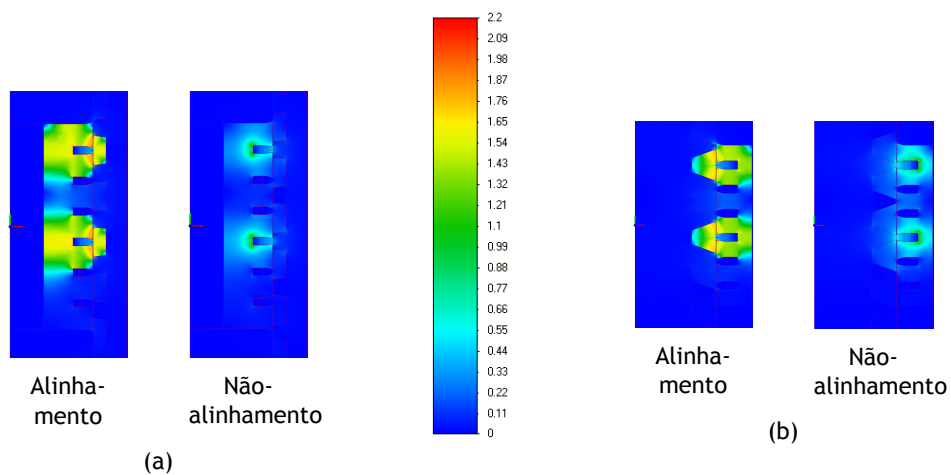


Figura 7.20 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *D* dimensionada para o Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

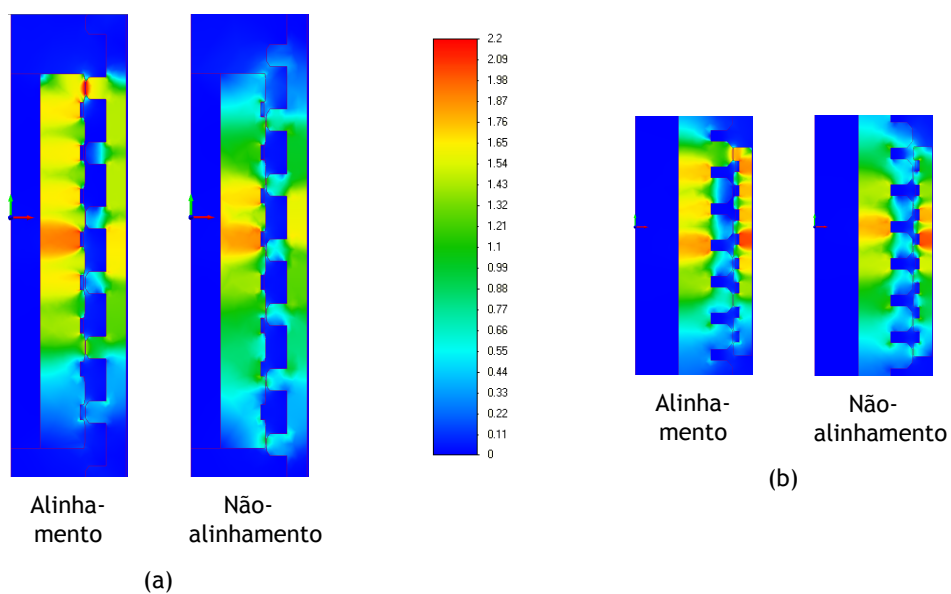


Figura 7.21 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *A* dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

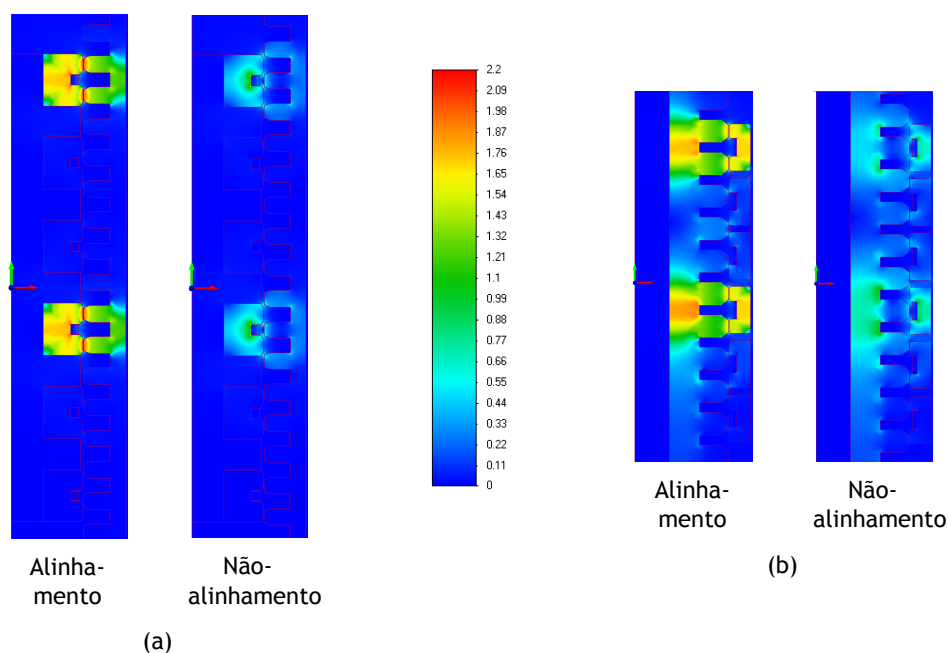


Figura 7.22 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *B* dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

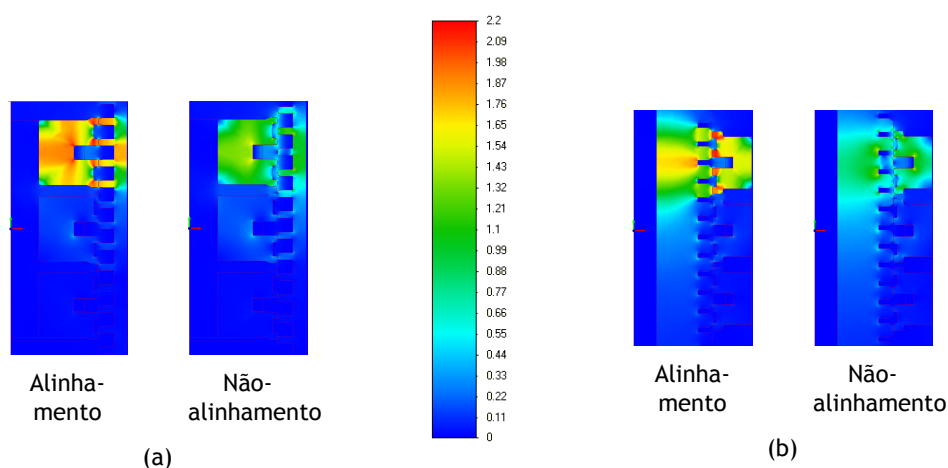


Figura 7.23 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *C* dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

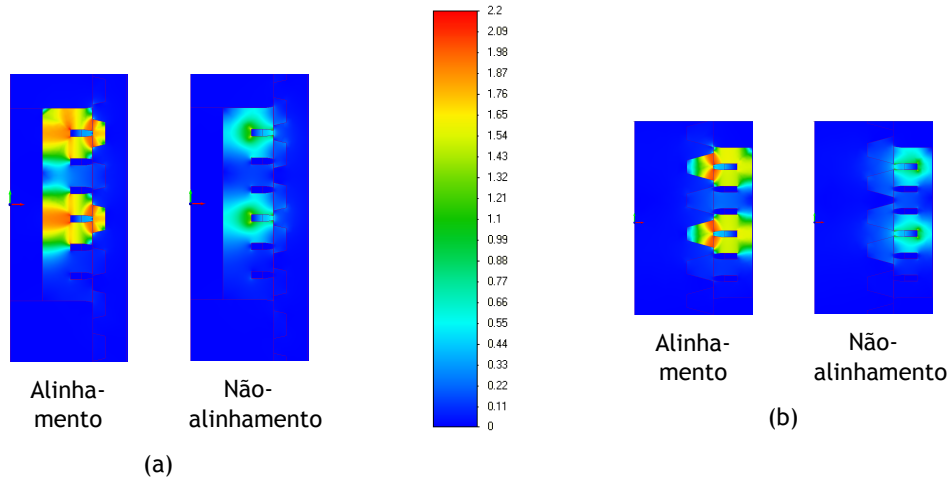


Figura 7.24 Distribuição da densidade de fluxo magnético (em Tesla) para a estrutura óptima do Modelo *D* dimensionada para o Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

Os perfis da indutância e da força axial calculados para as estruturas óptimas dimensionadas de acordo com as especificações do Caso 1 podem ser observados na Figura 7.25, na Figura 7.27, na Figura 7.29 e na Figura 7.31 para os modelos *A*, *B*, *C* e *D* com o primário localizado no interior, respectivamente. Pela mesma ordem, para as configurações com o primário localizado no exterior, as características mencionadas são apresentadas na Figura 7.26, na Figura 7.28, na Figura 7.30 e na Figura 7.32. Considerando os geradores dimensionados para o Caso 2, as características electromagnéticas calculadas para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D* são expostas, respectivamente, na Figura 7.37, na Figura 7.39, na Figura 7.41 e na Figura 7.43, para as configurações com o primário localizado no interior. Para as configurações com o primário localizado no exterior, as características electromagnéticas calculadas para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D* são expostas, respectivamente, na Figura 7.38, na Figura 7.40, na Figura 7.42 e na Figura 7.44. A variação da força contra-electromotriz de cada fase, com a posição relativa do secundário, referente aos geradores obtidos para o Caso 1, pode ser observada na Figura 7.33, na Figura 7.34, na Figura 7.35 e na Figura 7.36 para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D*, respectivamente. Na Figura 7.45, na Figura 7.46, na Figura 7.47 e na Figura 7.48 é apresentado o perfil da força contra-electromotriz determinado, de acordo com as condições do Caso 2, para o Modelo *A*, Modelo *B*, Modelo *C* e Modelo *D*, respectivamente.

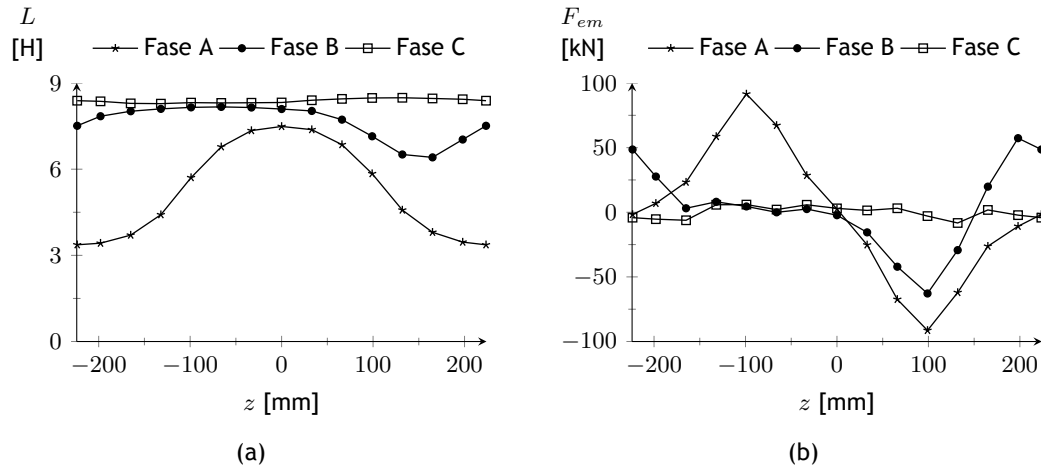


Figura 7.25 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

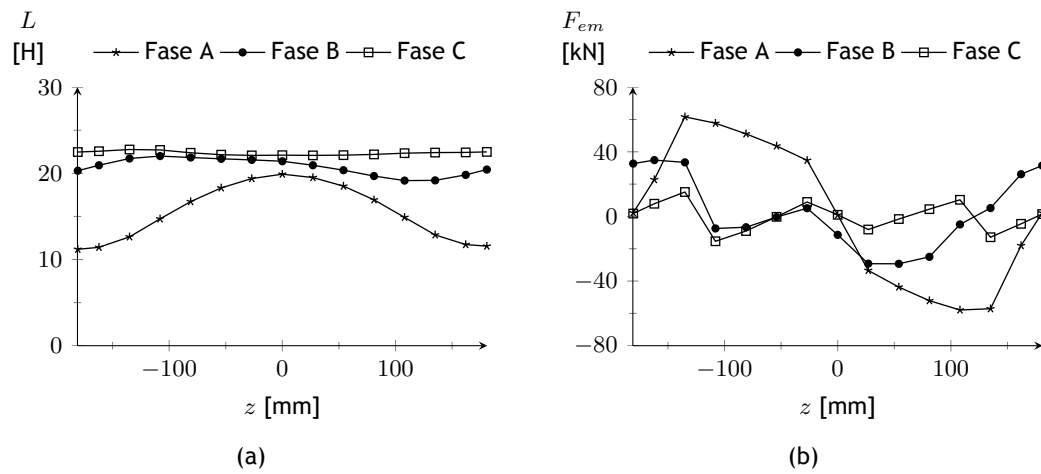


Figura 7.26 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

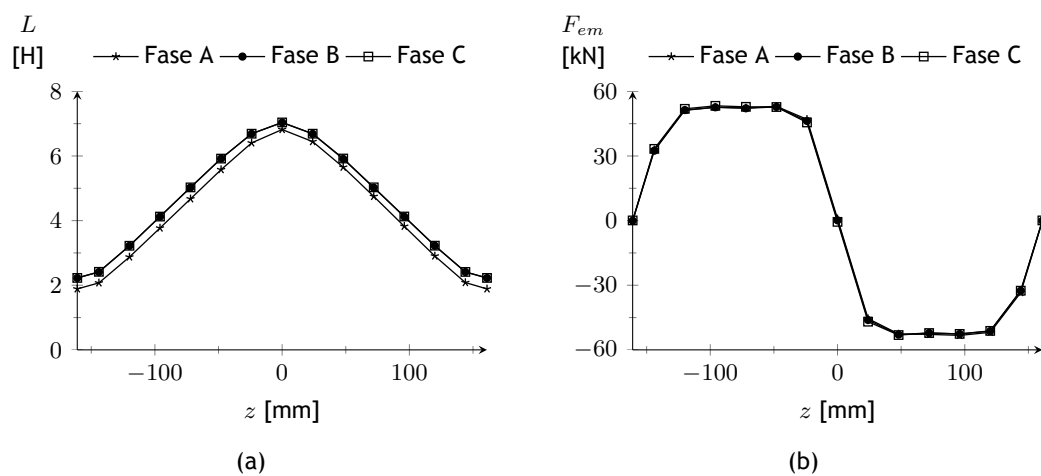


Figura 7.27 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

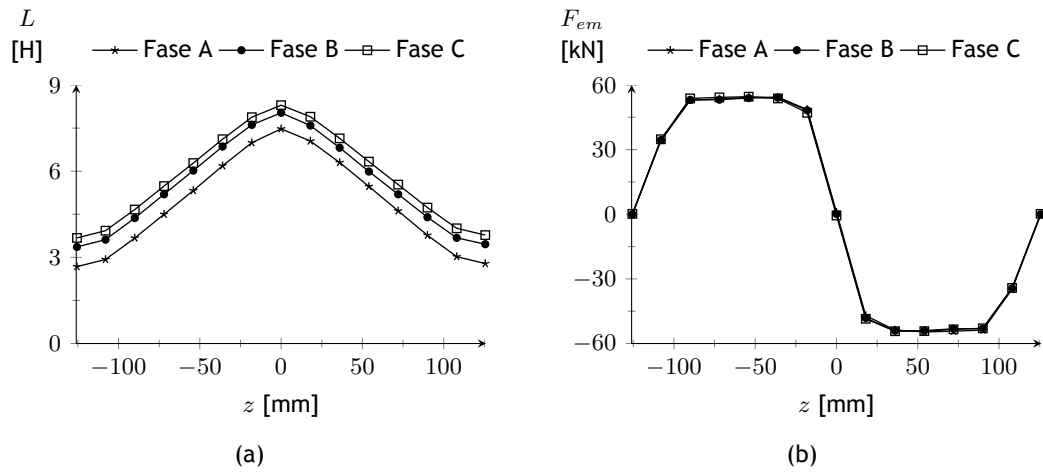


Figura 7.28 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

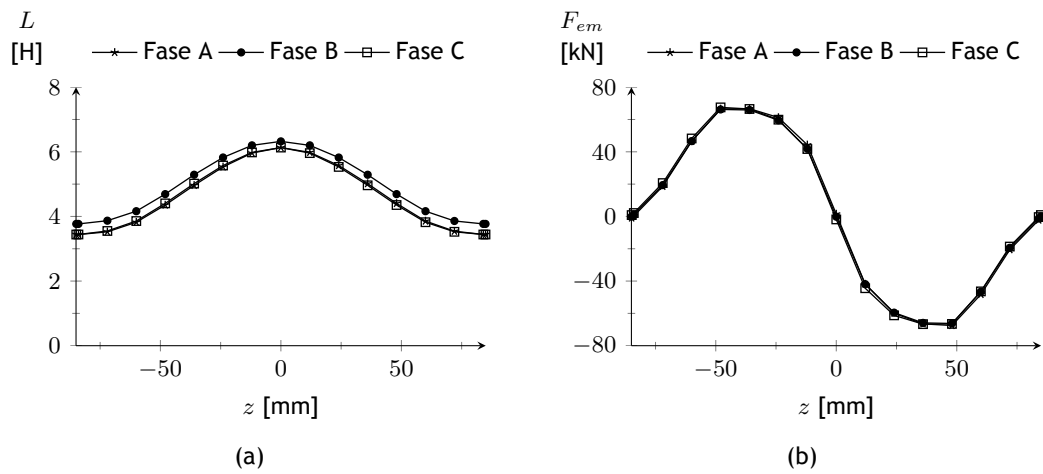


Figura 7.29 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

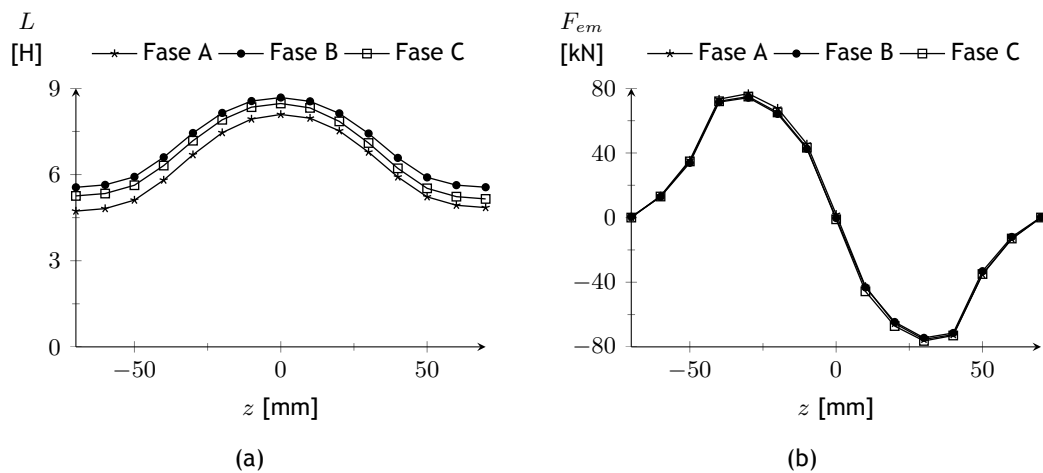


Figura 7.30 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

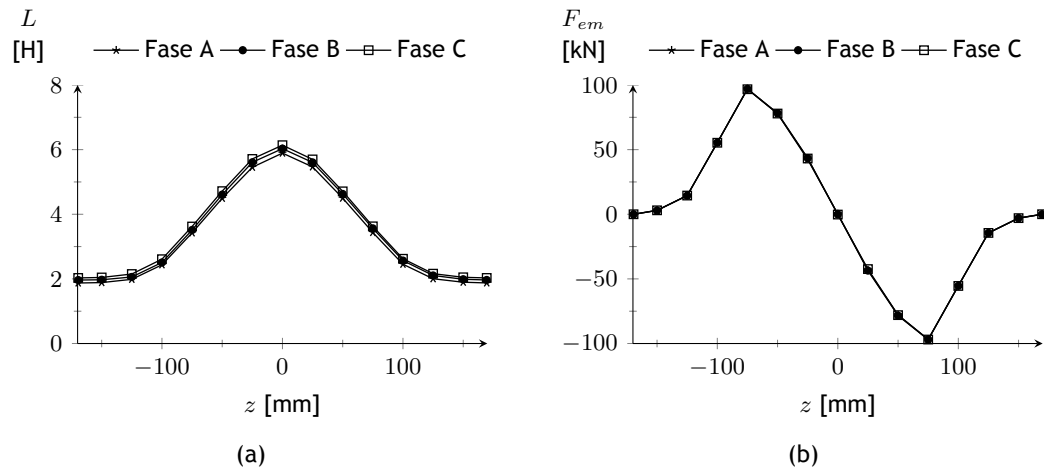


Figura 7.31 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_i para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

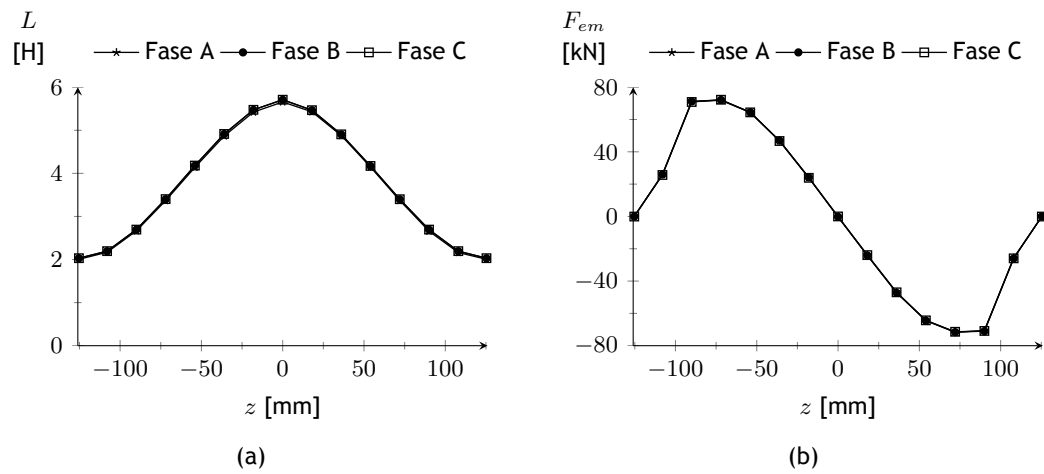


Figura 7.32 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_o para as condições do Caso 1: (a) indutância e (b) força axial.

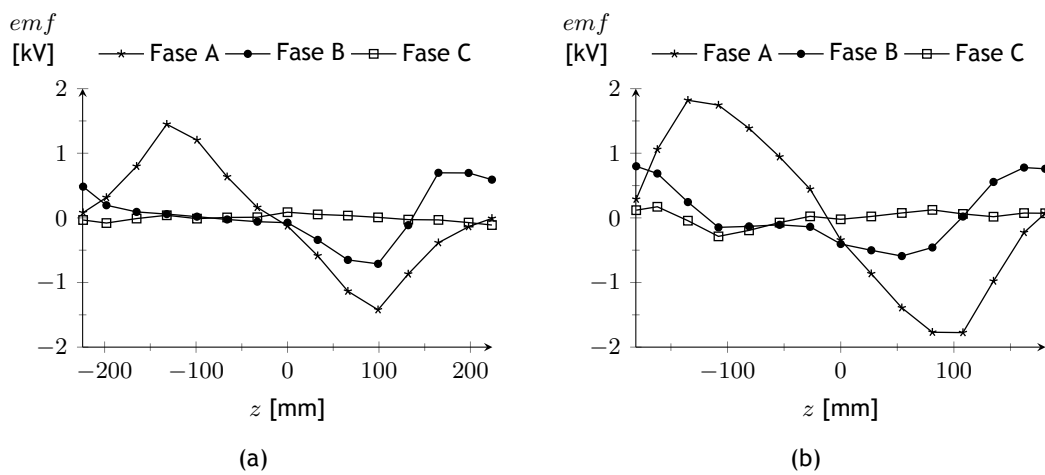


Figura 7.33 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo A as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

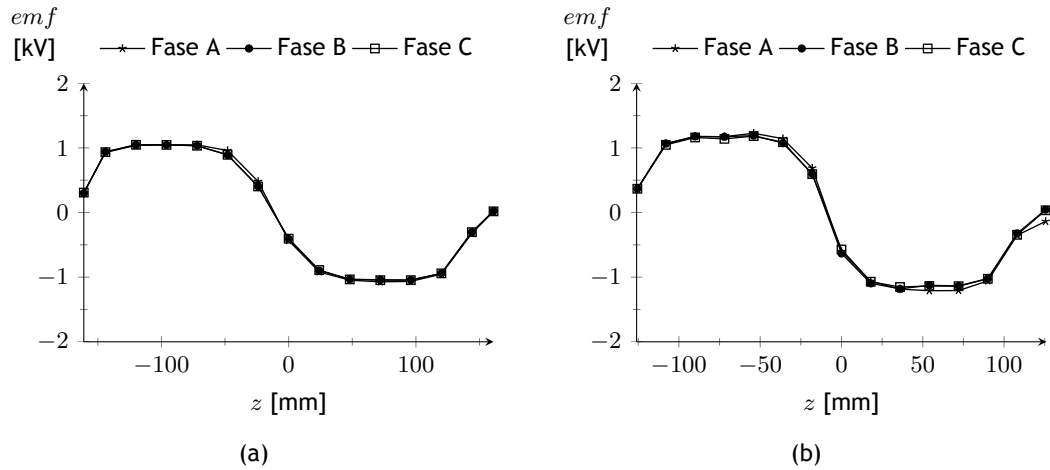


Figura 7.34 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo B para as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) no exterior.

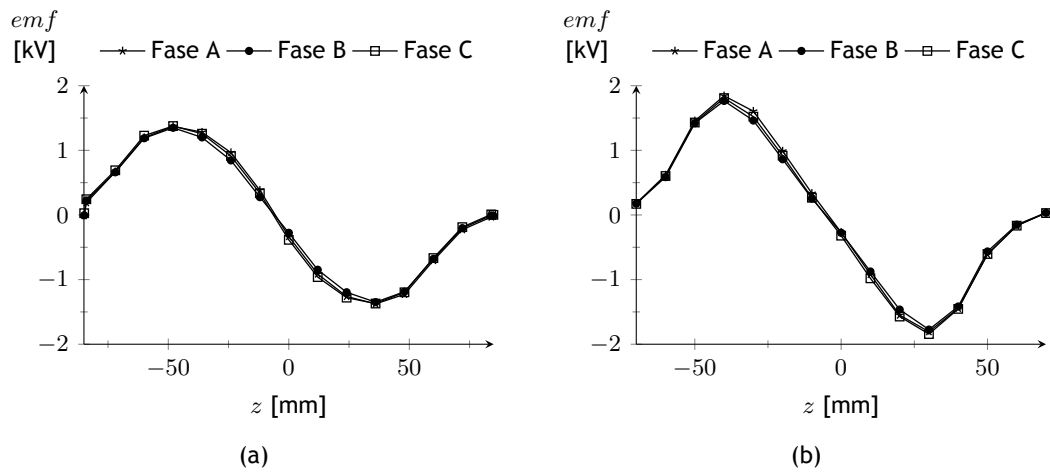


Figura 7.35 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo C para as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

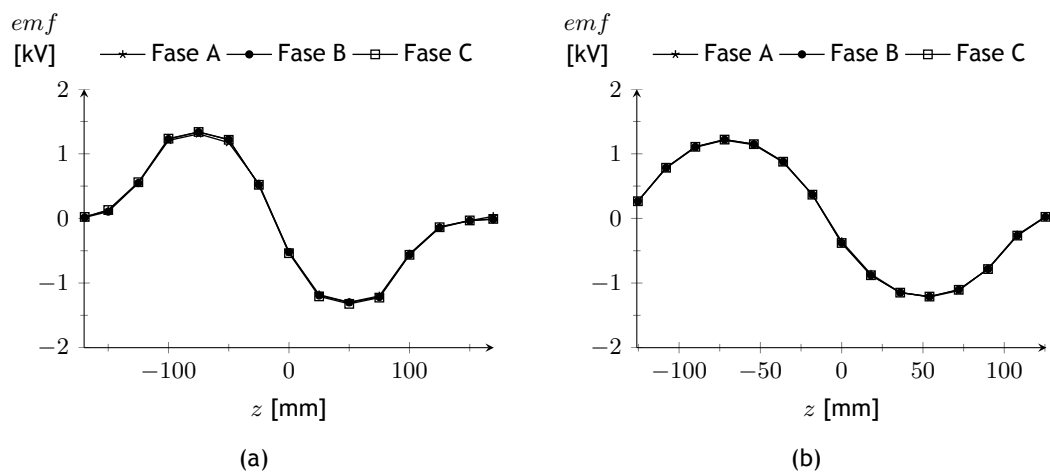


Figura 7.36 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo D para as condições do Caso 1 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

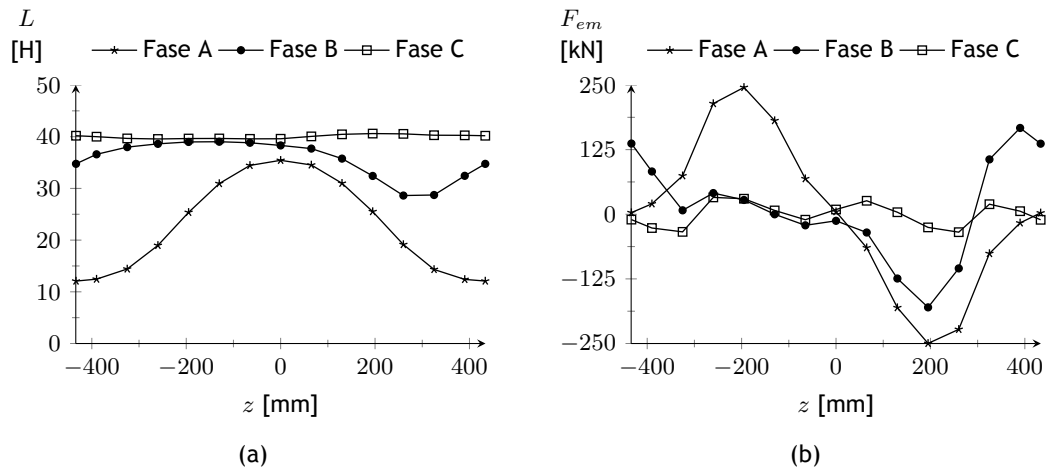


Figura 7.37 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

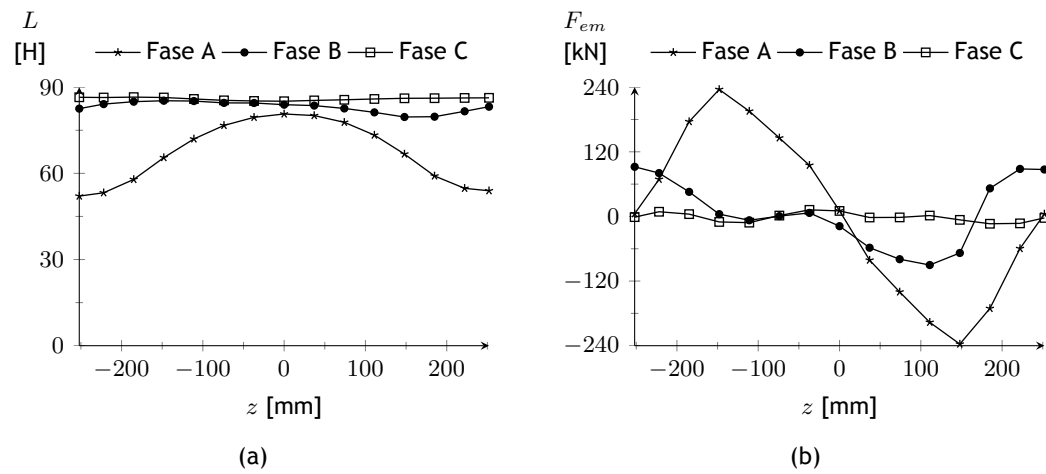


Figura 7.38 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo A_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

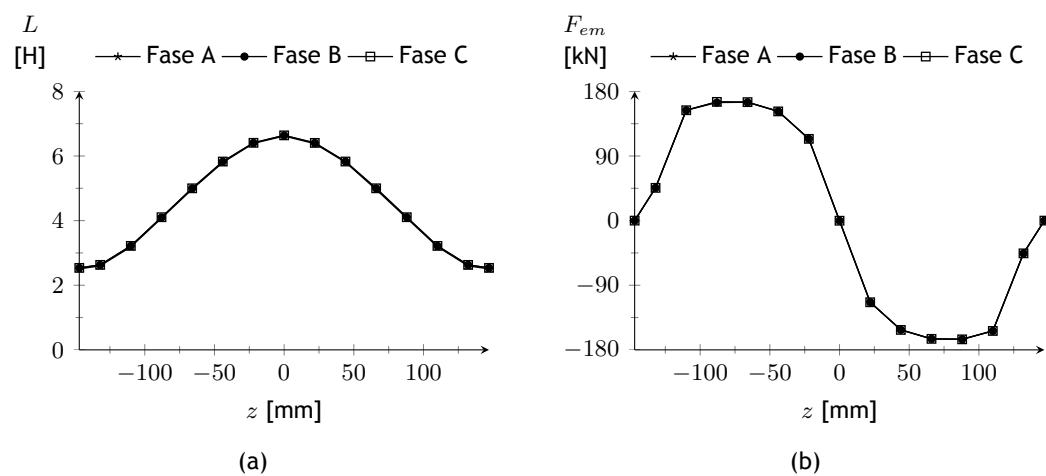


Figura 7.39 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

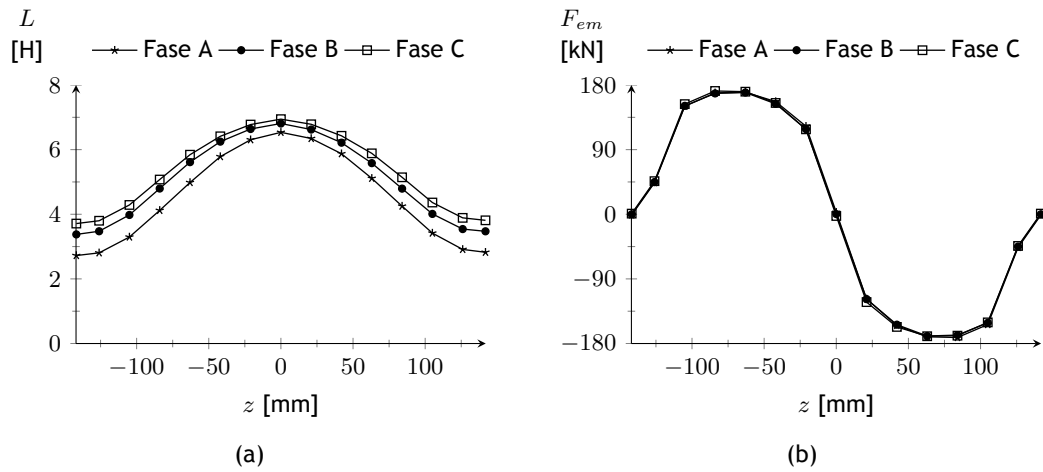


Figura 7.40 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo B_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

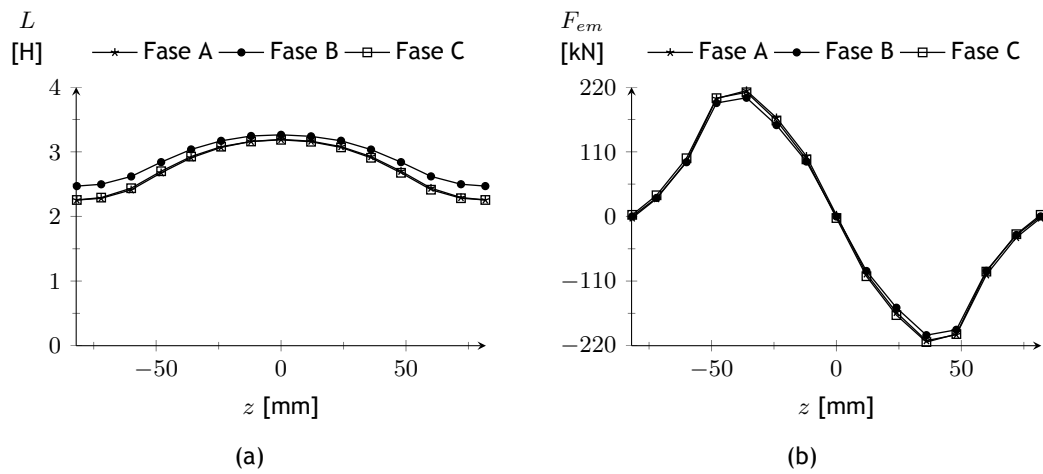


Figura 7.41 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

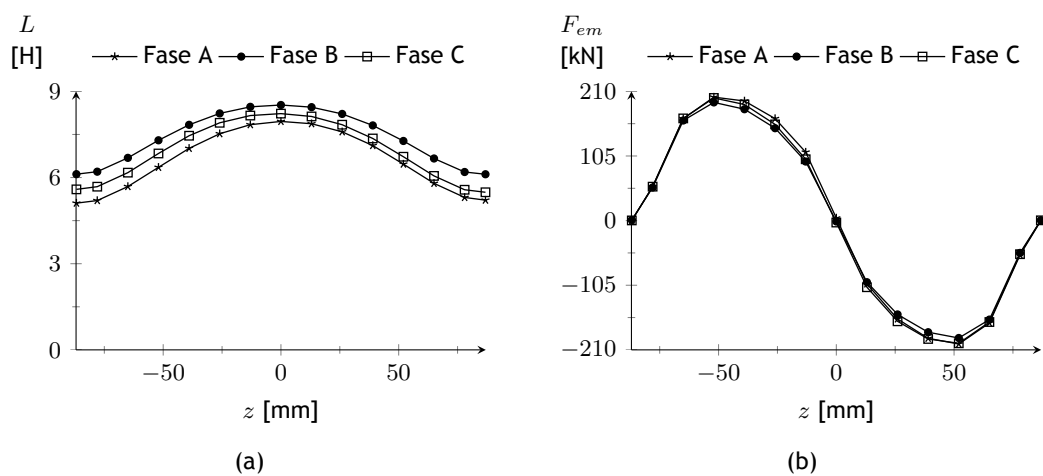


Figura 7.42 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo C_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

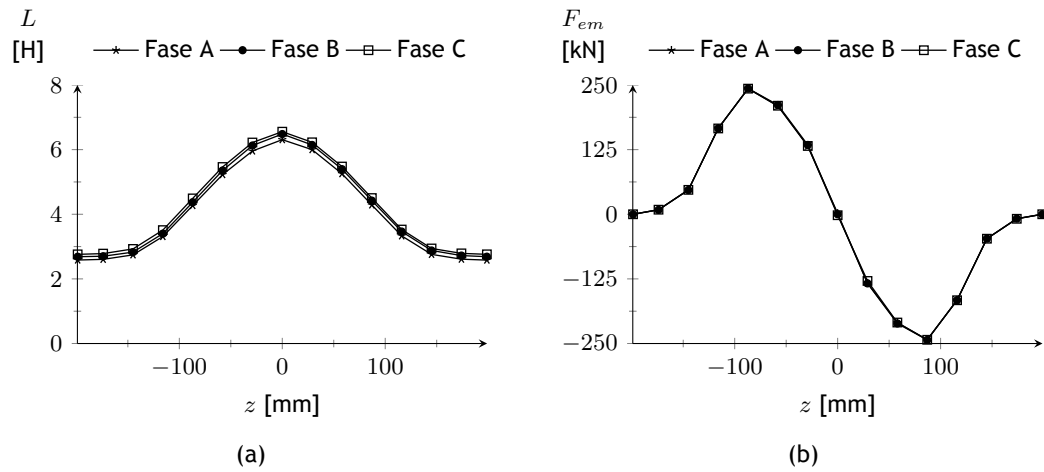


Figura 7.43 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_i para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

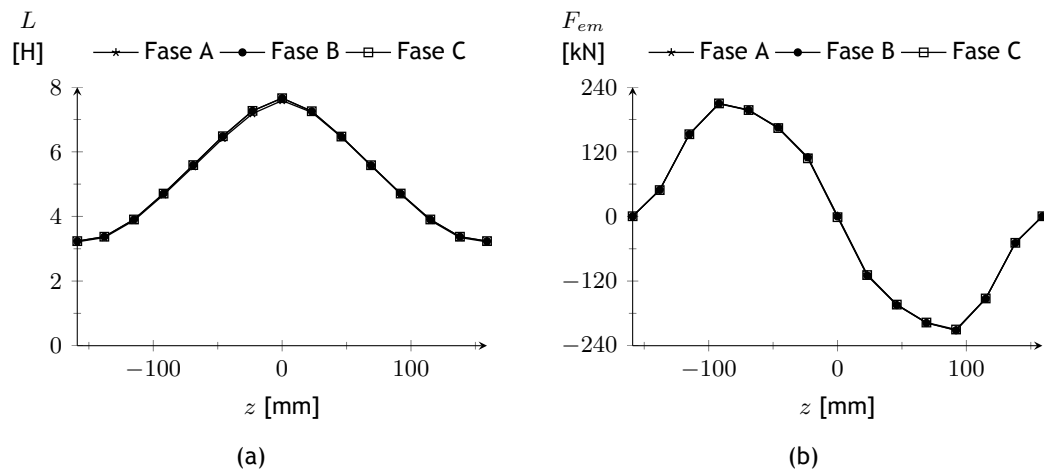


Figura 7.44 Características electromagnéticas da estrutura óptima ao Modelo D_o para as condições do Caso 2: (a) indutância e (b) força axial.

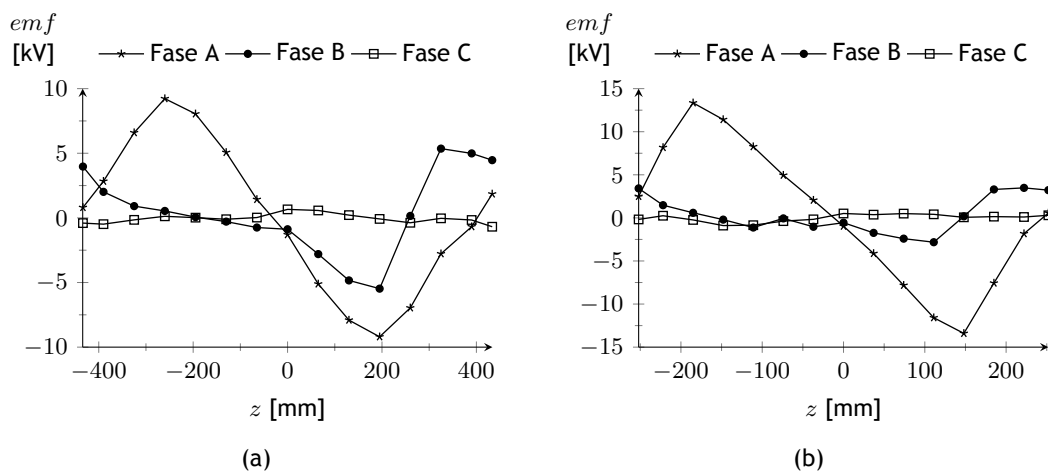


Figura 7.45 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo A as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

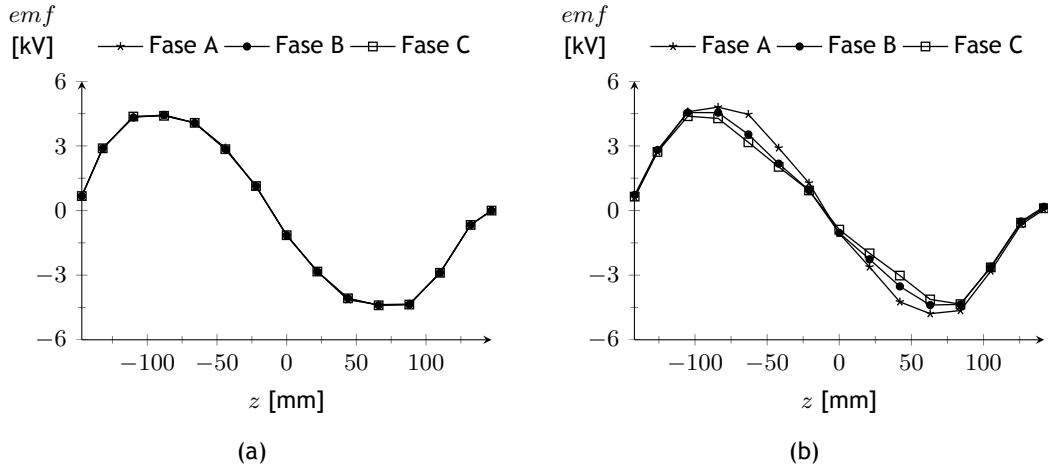


Figura 7.46 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo *B* para as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

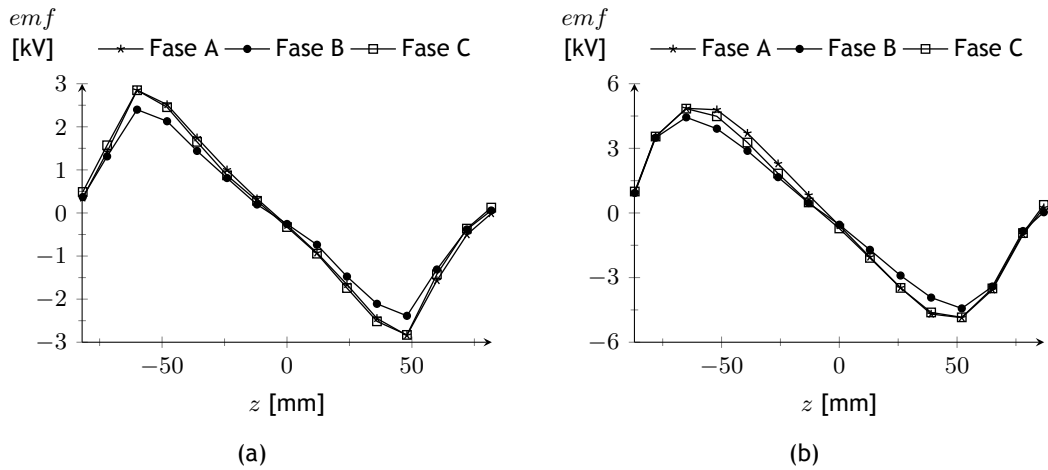


Figura 7.47 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo *C* para as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

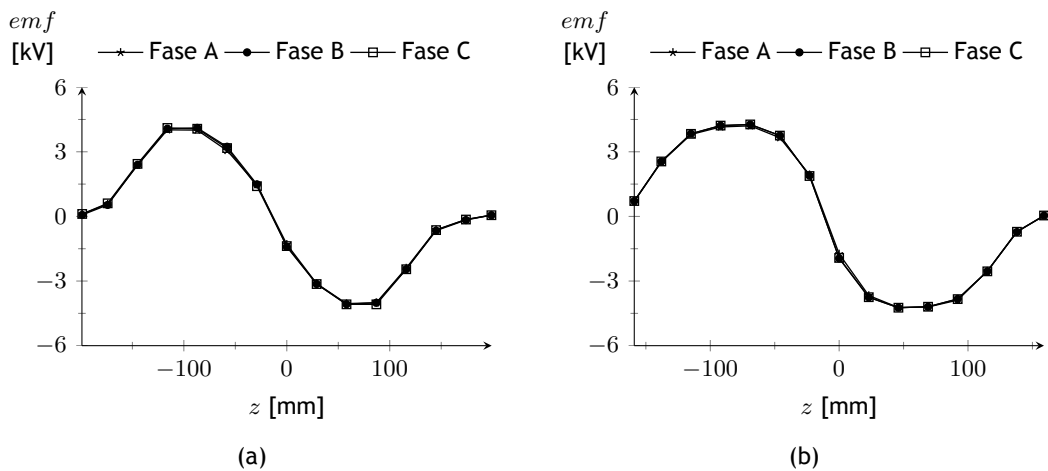


Figura 7.48 Perfil da força contra-electromotriz da estrutura óptima ao Modelo *D* para as condições do Caso 2 com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

Relativamente à análise dos parâmetros de optimização aplicado ao modelo matemático de cada modelo estrutural, obtido pelo projecto numérico, na Tabela 7.52 e na Tabela 7.53 são apresentados os resultados do respectivo processo de optimização realizados para cada gerador dimensionado para o Caso 1 e para o Caso 2, respectivamente. Os valores obtidos para as variáveis de optimização, assim como as características eléctricas calculadas pelo modelo matemático, são apresentados, respectivamente, na Tabela 7.54 e na Tabela 7.55 para Caso 1 e para o Caso 2.

Tabela 7.52 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático de cada estrutura óptima referente ao Caso 1.

Modelo	nº de iterações	nº de avaliações da função objectivo	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
A_i	312	740	28	1.8×10^{-2}	9.8×10^{-1}	6560.3
B_i	394	948	78	1.7×10^{-1}	9.9×10^{-1}	-18586.5
C_i	406	1002	79	1.5×10^{-3}	9.6×10^{-1}	-17554.8
D_i	277	704	62	5.5×10^{-2}	9.3×10^{-1}	-14303.2
A_o	66	114	3	9.0	0.0	3038.1
B_o	453	1088	97	3.5×10^{-3}	9.9×10^{-1}	-10315.1
C_o	237	661	59	1.7×10^{-3}	3.8×10^{-1}	-13149.8
D_o	286	779	75	1.1×10^{-1}	9.6×10^{-1}	-15100.0

Tabela 7.53 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático de cada estrutura óptima referente ao Caso 2.

Modelo	nº de iterações	nº de avaliações da função objectivo	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
A_i	281	625	43	5.3×10^{-3}	9.8×10^{-1}	-1559.9
B_i	243	577	64	9.8×10^{-3}	9.9×10^{-1}	-123917.8
C_i	252	611	71	1.1×10^{-3}	9.3×10^{-1}	-126150.4
D_i	199	575	55	6.2×10^{-4}	9.5×10^{-1}	-110029.8
A_o	71	103	3	3.3	7.2×10^{-1}	928.8
B_o	65	94	6	3.6×10^{-12}	0.0	-88895.0
C_o	31	60	3	9.0	0.0	-9516.2
D_o	333	788	76	8.0×10^{-3}	8.2×10^{-1}	-107547.1

Tabela 7.54 Valores óptimos obtidos para as variáveis de optimização e resultados de simulação do modelo matemático referente a cada estrutura óptima para o Caso 1.

Modelo	h_b [%]	U_{bus} [V]	z_{on} [mm]	z_{off} [mm]	R_L [Ω]	W_{exc} [kJ]	W_{out} [kJ]	ε	$P_{loss,e}$ [kW]	P_{gen} [kW]	η_e [%]
A_i	7.5	1000.0	-44.7	178.8	5000.0	22.0	15.5	1.42	3.2	-6.6	-145.2
B_i	9.0	3999.5	-32.2	128.8	895.8	131.2	149.8	0.88	8.6	18.6	63.7
C_i	9.5	4000.0	-17.0	67.9	931.1	126.0	143.5	0.88	5.7	17.6	58.9
D_i	9.0	4000.0	-33.9	135.6	1148.1	148.4	162.7	0.91	10.4	14.3	45.7
A_o	7.1	1000.0	-36.1	144.5	5000.0	8.7	5.7	1.54	1.0	-3.0	-244.6
B_o	9.2	4000.0	-25.1	100.4	1595.7	120.8	131.1	0.92	11.7	10.3	35.3
C_o	7.8	4000.0	-14.0	56.0	1208.0	93.7	106.8	0.88	7.5	13.1	47.4
D_o	9.5	3929.5	-25.1	100.3	1064.3	129.2	144.3	0.90	11.3	15.1	48.0

Tabela 7.55 Valores óptimos obtidos para as variáveis de optimização e resultados de simulação do modelo matemático referente a cada estrutura óptima para o Caso 2.

Modelo	h_b [%]	U_{bus} [V]	z_{on} [mm]	z_{off} [mm]	R_L [Ω]	W_{exc} [kJ]	W_{out} [kJ]	ε	$P_{loss,e}$ [kW]	P_{gen} [kW]	η_e [%]
A_i	6.8	6000.0	-86.7	346.8	25304.9	147.7	149.2	0.99	11.7	1.6	2.6
B_i	6.5	6000.0	-29.4	117.6	284.4	226.9	350.8	0.65	12.1	123.9	74.0
C_i	9.7	6000.0	-16.4	65.4	278.3	294.9	421.0	0.70	9.1	126.2	82.1
D_i	7.8	6000.0	-39.8	159.0	324.6	271.2	381.2	0.71	16.6	110.0	63.0
A_o	1.0	2000.0	-50.4	201.6	5000.0	4.6	3.6	1.26	0.2	-0.9	-77.7
B_o	10.0	6000.0	-28.4	113.4	392.4	271.1	360.0	0.75	19.3	88.9	58.2
C_o	6.6	6000.0	-17.4	69.5	3776.3	226.4	235.9	0.96	7.6	9.5	13.5
D_o	6.6	6000.0	-31.8	127.2	332.1	230.9	338.4	0.68	17.7	107.5	63.0

Os perfis da corrente eléctrica na fase A e da força electromecânica axial, simulados com o modelo matemático de cada gerador referente ao Caso 1, são ilustrados, respectivamente, na Figura 7.49, na Figura 7.51, na Figura 7.53 e na Figura 7.55 para o Modelo A, Modelo B, Modelo C e Modelo D, com o primário localizado no interior, e na Figura 7.50, na Figura 7.52, na Figura 7.54 e na Figura 7.56 para o Modelo A, Modelo B, Modelo C e Modelo D, com o primário localizado no exterior. Seguindo a mesma ordem de referência para o Caso 2, na Figura 7.57, na Figura 7.59, na Figura 7.61 e na Figura 7.63 para o Modelo A, Modelo B, Modelo C e Modelo D, com o primário localizado no interior e na Figura 7.58, na Figura 7.60, na Figura 7.62 e na Figura 7.64 para o Modelo A, Modelo B, Modelo C e Modelo D, com o primário localizado no exterior.

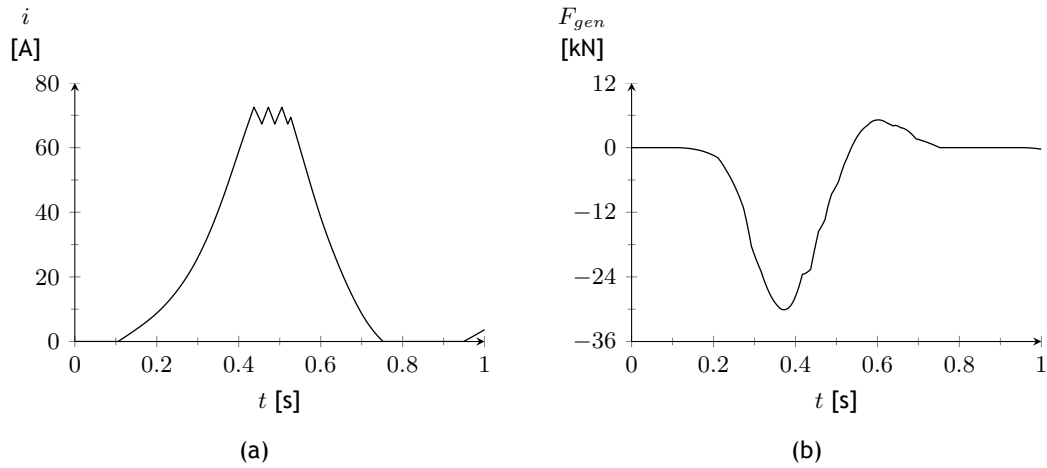


Figura 7.49 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

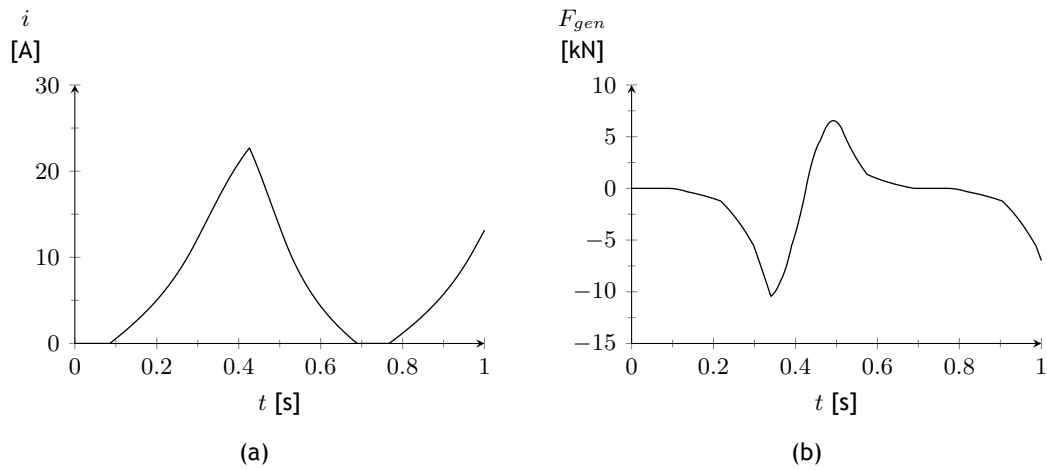


Figura 7.50 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

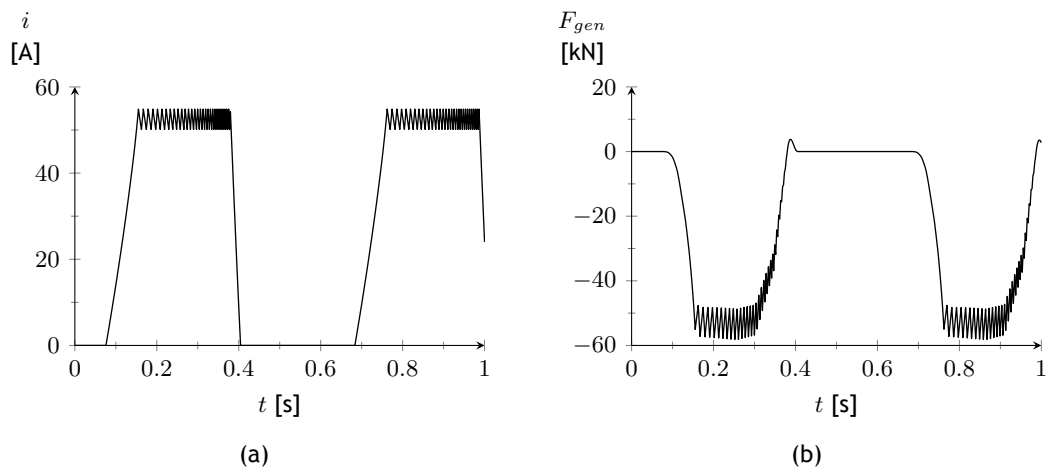


Figura 7.51 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

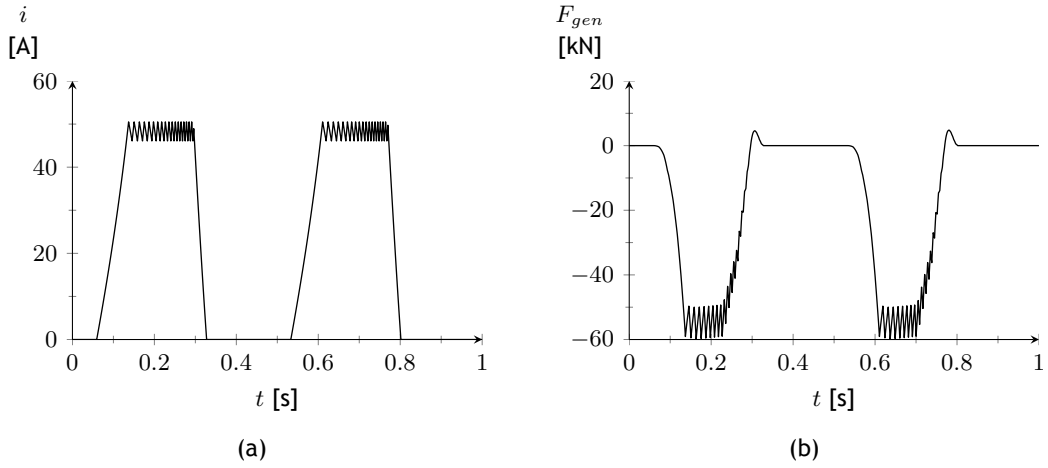


Figura 7.52 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

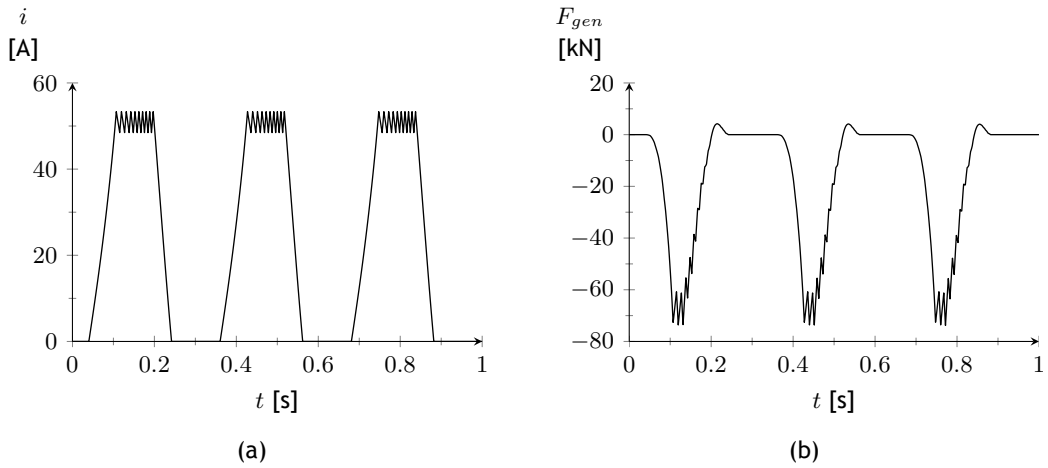


Figura 7.53 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

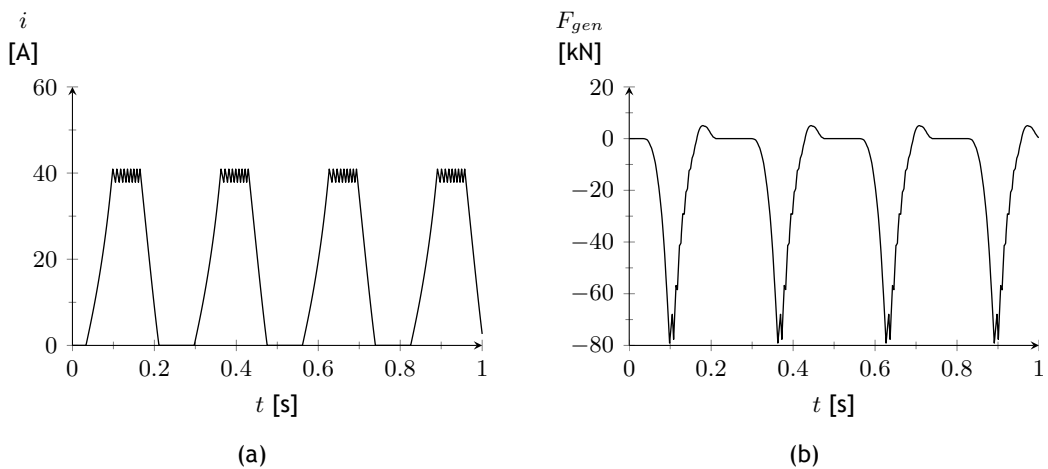


Figura 7.54 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

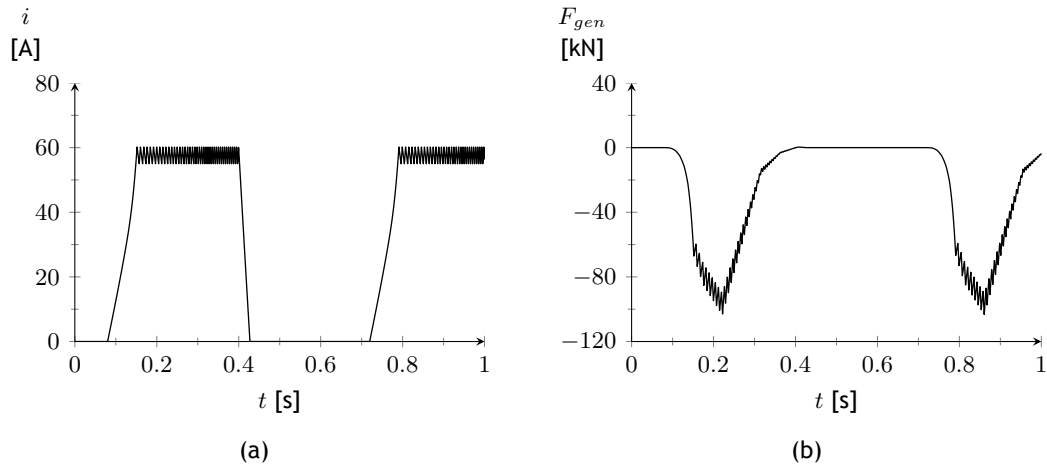


Figura 7.55 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_i referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

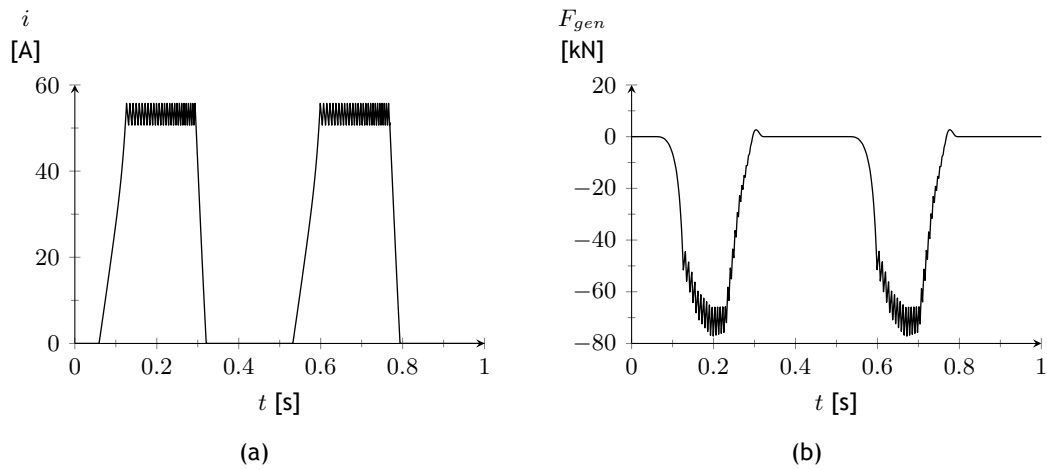


Figura 7.56 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_o referente ao Caso 1: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

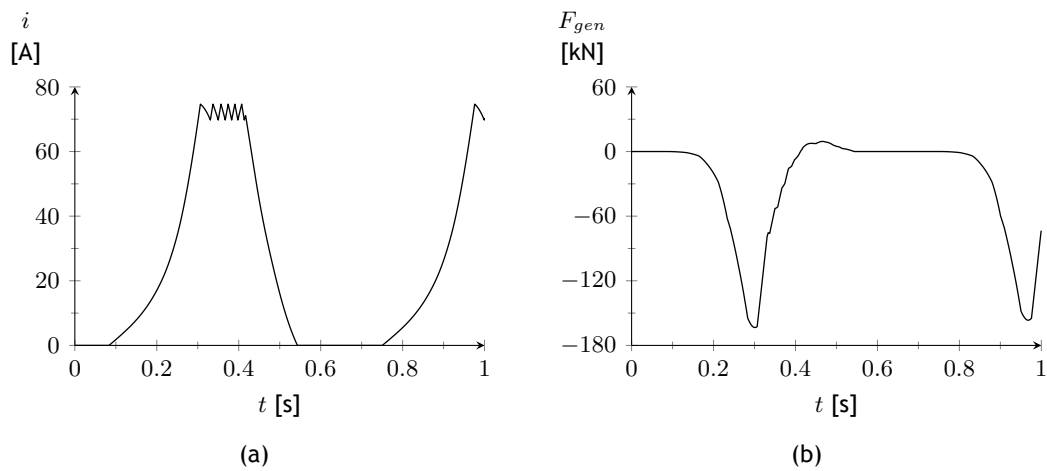


Figura 7.57 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

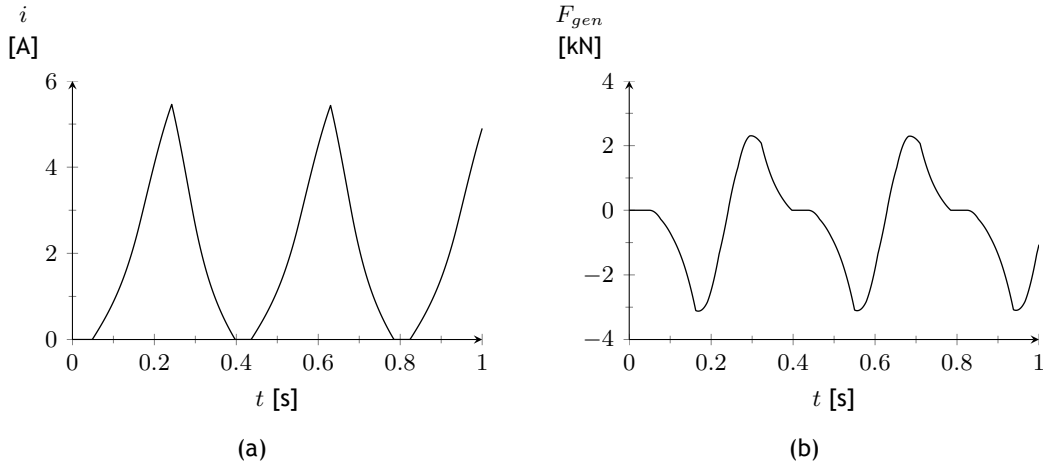


Figura 7.58 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo A_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

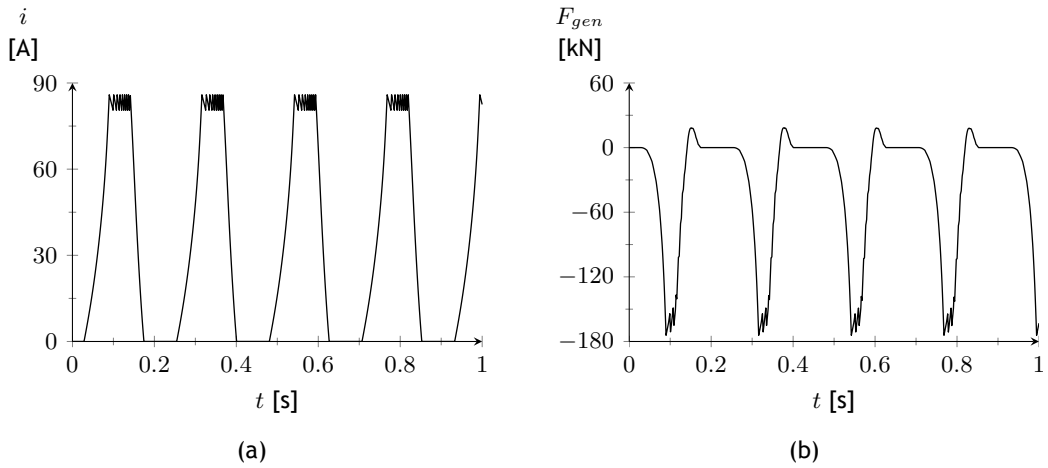


Figura 7.59 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

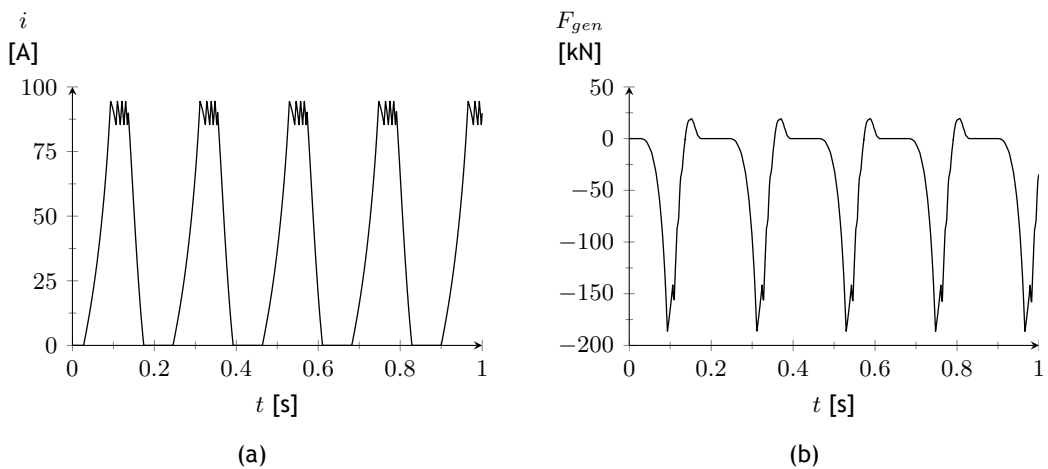


Figura 7.60 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo B_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

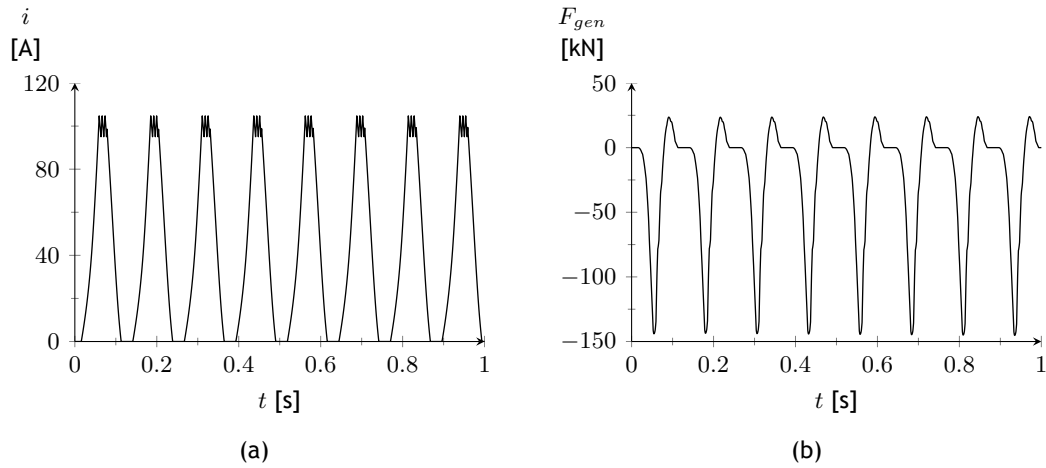


Figura 7.61 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

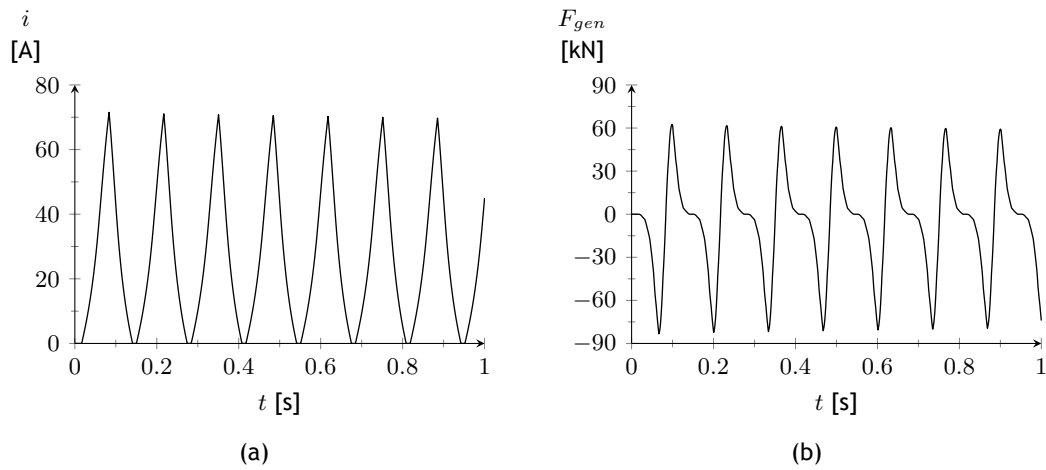


Figura 7.62 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo C_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

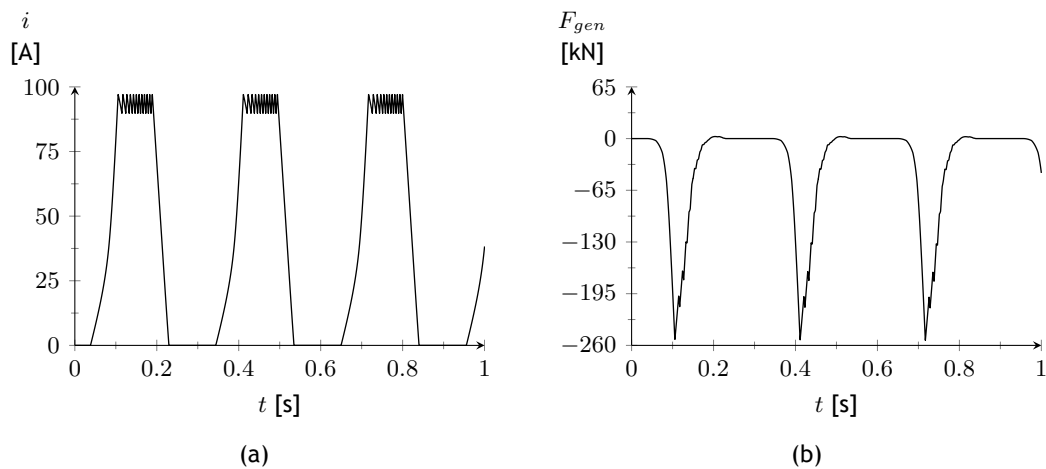


Figura 7.63 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_i referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

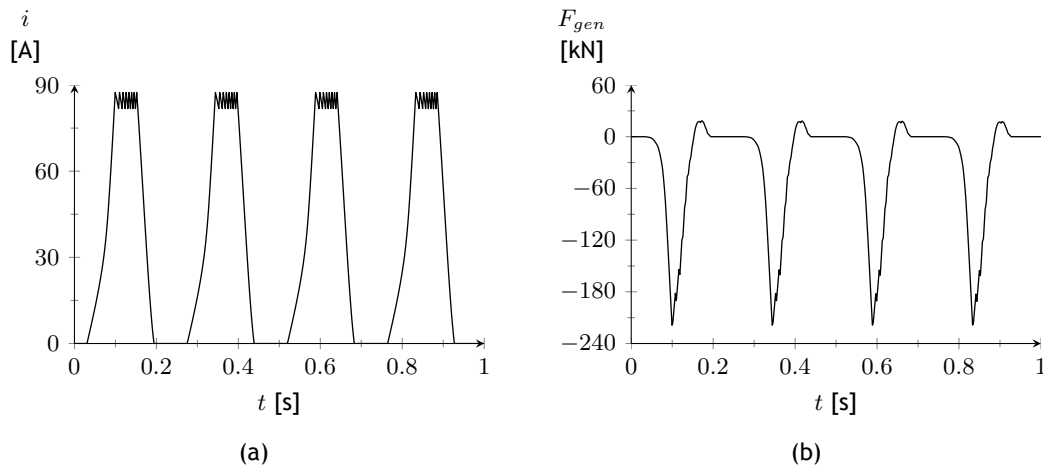


Figura 7.64 Resultados da simulação em regime transitório do Modelo D_o referente ao Caso 2: (a) corrente eléctrica na fase A e (b) força electromecânica axial exercida pelo gerador.

Os processos de optimização realizados para o projecto numérico dos vários modelos estruturais foram caracterizados por longos períodos de execução. O processo mais demorado corresponde ao projecto numérico do Modelo B_o para o Caso 1, o qual foi executado durante 710 minutos. Para todos os modelos estruturais, o número de iterações necessário à conclusão do projecto numérico foi inferior ao valor máximo especificado. Dos resultados obtidos para cada modelo, em geral, verificou-se bastante proximidade entre os valores de co-energia magnética e de energia mecânica associadas a cada ciclo de conversão. A maior diferença entre estas duas grandezas observou-se para os modelos referentes ao Caso 2 que, no entanto, em comparação com os modelos dimensionados para o Caso 1, apresentam um valor médio de força axial ligeiramente mais afastado do valor pretendido. Pela observação das características electromagnéticas obtidas para as estruturas óptimas dimensionadas, confirma-se que o Modelo A não é adequado para ser utilizado como gerador linear pelas razões já indicadas na discussão dos resultados do projecto analítico. Por esta razão, é excluído como opção para GLRVC tubular e não será mais considerado para análise.

O tempo necessário à optimização dos parâmetros referentes ao modelo dinâmico de cada gerador foi muito menor quando comparado com o mesmo processo aplicado à respectiva estrutura. A optimização do modelo dinâmico envolveu apenas a procura dos valores da banda de histerese e da tensão no barramento DC que maximizassem o valor médio da potência eléctrica gerada durante 1 s. O processo mais longo corresponde ao sistema de geração do Modelo B_o referente ao Caso 1, que decorreu durante 97 minutos.

Dos resultados obtidos observa-se que é possível obter maior potência eléctrica gerada para valores superiores de tensão no barramento DC dado que, na maioria dos modelos, o valor óptimo calculado para esta última grandeza coincidiu com o limite numérico especificado e, nos modelos B_i e D_o para o Caso 1, assumiu um valor muito próximo. A banda de histerese foi caracterizada por valores óptimos compreendidos entre 6 e 10 %. Apenas no Modelo B_o , para esta última variável, foi atingido o limite superior como valor óptimo.

Confinando a avaliação aos modelos estruturais dimensionados para o Caso 1, verificou-se que o modelo C_o detém o maior factor de geração G com um valor de 1825 A.H/m e permite desenvolver a força contra-electromotriz mais elevada, atingindo um valor de 1.84 kV com a fase A.

Contudo, através da simulação dinâmica do modelo matemático de cada gerador, observa-se que este não apresenta o maior valor médio de potência eléctrica gerada, o qual é de

13.1 kW. Valores superiores foram calculados para os modelos D_i , D_o , C_i e B_i tendo sido, este último modelo, qualificado com o melhor valor (18.6 kW) apesar de ser caracterizado pelo menor valor máximo de força contra-electromotriz (de 1.04 kV para a fase B) e pelo quarto melhor factor de geração G (1588.6 A.H/m). A frequência eléctrica mais baixa, de 1.6 Hz, é atribuída ao Modelo B_i sendo o Modelo C_o classificado com a frequência eléctrica mais elevada com um valor de 3.8 Hz.

Tendo em consideração apenas as características electromagnéticas estáticas, calculadas para cada modelo, o Modelo C_o exibe um maior potencial para gerador eléctrico uma vez que permite desenvolver maior força contra-electromotriz durante cada ciclo de conversão e operar a uma frequência eléctrica superior, o que torna possível realizar um maior número de ciclos de conversão por unidade de tempo. Seguindo o mesmo tipo de avaliação, o Modelo B_i é classificado com a menor capacidade de geração eléctrica pelo facto de apresentar o menor valor de força contra-electromotriz e o valor mais baixo de frequência eléctrica. No entanto, de acordo com os resultados obtidos pela simulação do comportamento dinâmico de cada gerador, para a mesma velocidade de operação e durante o mesmo período de tempo, o Modelo B_i permite gerar mais energia eléctrica que os restantes modelos considerados. Além disso, este último modelo apresenta maior valor de eficiência de conversão energética o qual é de 63.7 %. Deste modo, conclui-se que a intensidade de força contra-electromotriz não é o único factor electromagnético que define a capacidade de geração de cada modelo estrutural. Durante o período de geração, a quantidade de energia eléctrica entregue, por cada fase, ao conversor, é definida pelos valores da tensão no barramento DC e da intensidade da corrente na fase durante o período referido. O valor da corrente eléctrica, em cada fase, é condicionado pela tensão aos seus terminais a qual resulta da tensão no barramento DC e da força contra-electromotriz desenvolvida. Em operação a baixa velocidade, como é pretendido para os geradores em análise, a força contra-electromotriz desenvolvida é, por norma, inferior à tensão no barramento DC. Por esta razão, em cada período de geração verifica-se a redução da intensidade da corrente eléctrica, que é tanto menos acentuada quanto maior o valor da força contra-electromotriz desenvolvida. Quanto menor for o decaimento da corrente eléctrica mais longo é o período de geração e, como consequência, maior é a quantidade de energia eléctrica entregue ao conversor. Nesta situação, forças contra-electromotriz superiores aumentam a capacidade de geração da máquina eléctrica.

Além da força contra-electromotriz, o valor da intensidade da corrente também determina a quantidade de energia em cada ciclo de conversão. Para valores superiores de corrente eléctrica a conversão de energia dá-se a uma potência energética superior mesmo que o período de geração seja reduzido, devido a uma força contra-electromotriz mais baixa. Porém, com o aumento da intensidade da corrente eléctrica as perdas de energia por efeito de Joule também são superiores e, por esta razão, o desempenho de conversão do gerador pode ser comprometido.

Sendo o Modelo B_i , relativamente ao Modelo C_o , dotado de menor força contra-electromotriz, consegue realizar a conversão com maior intensidade de corrente eléctrica o que permite operar a uma potência eléctrica superior e, como consequência, gerar mais energia eléctrica. Além disso, a força contra-electromotriz apresenta um perfil mais uniforme e, por isso, é possível manter o seu valor durante grande parte do ciclo de conversão. O mesmo já não se verifica para os restantes modelos que, com excepção do Modelo B_o , devido a um perfil de força contra-electromotriz mais afunilado, apenas têm capacidade para atingir valores superiores durante um deslocamento mais curto. Para os modelos D_i , B_o e D_o observa-se que o valor máximo para a mesma grandeza se encontra muito próximo do valor obtido para o Modelo B_i mas, entretanto, são classificados por um valor médio de potência eléctrica gerada inferior e por maiores perdas

energéticas por efeito de Joule. De todos os modelos estruturais, o Modelo C_i é caracterizado por ter menos perdas de energia por efeito de Joule, com menor comprimento e com menos massa. Relativamente às capacidades de geração eléctrica, tendo em conta o valor médio de potência eléctrica gerada, é o modelo que exhibe maior proximidade do Modelo B_i com uma diferença de 1 kW. Pela análise dos mapas de densidade de fluxo de cada modelo estrutural dimensionado para o Caso 1, verifica-se que as saliências do Modelo C_o são susceptíveis à saturação magnética na posição de alinhamento. O Modelo C_i já não se encontra sujeito ao mesmo nível de saturação que o modelo anterior. Contudo, para a posição de alinhamento, grande parte do núcleo ferromagnético é sujeito a densidades de fluxo magnético muito próximas do valor de saturação. Em ambas as configurações do Modelo D encontram-se zonas de saturação magnética nas extremidades das saliências onde as descontinuidades geométricas são mais acentuadas. Os modelos B_i e B_o exibem os menores valores de densidade de fluxo magnético possibilitando um funcionamento próximo das condições lineares de magnetização. Para estes modelos, apenas se verificam pequenas zonas de saturação magnética junto às descontinuidades geométricas presentes nas cavas e nas extremidades das saliências que, por ocuparem uma área longitudinal reduzida, não são influentes na saturação global dos respectivos modelos.

Para os modelos referentes ao Caso 2, valores elevados de densidade de fluxo magnético são mais evidentes quando a fase se encontra na posição de alinhamento. Nas configurações do Modelo C , as saliências do primário são identificadas como as zonas de maior saturação magnética, sendo o núcleo de ligação do primário do Modelo C_i também caracterizado por níveis de indução magnética muito elevados. Nos modelos D_i e D_o , as zonas de maior saturação magnética situam-se nas extremidades das saliências e, para D_i , no núcleo de ligação do primário. Os modelos B_i e B_o apresentam os níveis mais baixos de densidade de fluxo magnético, com as regiões mais susceptíveis de saturar localizadas nas extremidades das saliências.

Segundo os resultados obtidos com o dimensionamento realizado para as condições do Caso 2, o maior valor médio de potência eléctrica gerada, de 126.2 kW, foi identificado para C_i seguido do Modelo B_i para qual foi calculado um valor de 123.9 kW. Estes modelos também se qualificam com os maiores valores de eficiência de conversão energética sendo, o Modelo C_i caracterizado com a eficiência mais elevada de 82.1 %.

Para C_i observou-se o menor factor de geração G e o menor valor máximo para a força contra-electromotriz. Contudo, o seu valor superior de potência eléctrica pode ser justificado por ser dotado de maior frequência eléctrica, maior intensidade de corrente e por menor perdas de energia por efeito de Joule.

A força contra-electromotriz mais elevada corresponde ao Modelo C_o para a qual foi estimado um valor de 4.8 kV. Este modelo foi também qualificado por uma potência eléctrica de 9.5 kW, o menor valor obtido de entre todos os modelos, para esta grandeza. Além da intensidade máxima de corrente eléctrica calculada para o C_o ser inferior à dos restantes modelos, este valor não foi alcançado durante o ciclo de conversão. Quanto maior a frequência eléctrica menor é o período de tempo associado ao ciclo de conversão, e para valores de indutância superiores mais tempo é necessário para que a intensidade da corrente eléctrica atinja um valor pretendido. Assim, sendo o Modelo C_o , relativamente aos restantes modelos, dotado de um valor superior de indutância na posição de alinhamento e por uma frequência eléctrica elevada, oferece maior resistência à variação da corrente eléctrica e retarda o seu desenvolvimento em tempo útil. Esta situação não permite que o gerador realize a conversão à potência eléctrica pretendida e, pelo facto de apresentar um período de excitação demorado, o balanço energético resultante é reduzido.

A potência eléctrica gerada pela simulação dos modelos D_i , B_o e D_o revelou-se ser inferior

à mesma grandeza estimada para B_i apesar de, para os primeiros, o valor máximo da força contra-electromotriz ser muito próximo e a intensidade da corrente eléctrica ser superior. No entanto, os modelos D_i , B_o e D_o exibem mais perdas energéticas e, por isso, um desempenho de conversão mais limitado.

No projecto numérico dos vários modelos estruturais considerados pretendeu-se aumentar as capacidades de geração pela optimização da estrutura electromagnética de cada gerador. Para o efeito foi procurado maximizar o factor de qualidade de geração eléctrica, uma grandeza adoptada para quantificar a força contra-electromotriz de cada modelo. Pelos resultados obtidos verificou-se que, para ambos os casos de estudo, os modelos com maior valor de G nem sempre são qualificados com um valor superior de força contra-electromotriz. O factor G calcula-se assumindo que existe uma variação linear de indutância de fase com a posição relativa do secundário. Na presença de saturação magnética, o gerador é caracterizado por um comportamento electromagnético não-linear e, por isso, a indutância de fase pode estar sujeita a variações mais abruptas durante o ciclo de conversão. Como consequência, nesta situação, a força contra-electromotriz pode ser superior ao valor esperado em condições de magnetização linear. Por esta razão, apesar do factor de qualidade de geração G fornecer uma boa aproximação para efeitos de projecto, não é determinante na avaliação das capacidades de geração do GLRVC tubular.

De acordo com a análise efectuada, os modelos estruturais B_i e C_i demonstraram ser os melhores candidatos para funcionamento como gerador linear, segundo as condições de operação especificadas. Estes modelos apresentaram os maiores valores de potência eléctrica gerada assim como de eficiência de conversão. Para o Caso 1, o Modelo B_i apresenta maior potência eléctrica e maior eficiência de conversão energética comparativamente com o Modelo C_i e este último é superior ao primeiro, nas mesmas grandezas, para o Caso 2. O Modelo B_i é classificado por um menor nível de saturação magnética para ambos os casos de estudo e, por isso, será sujeito a menor esforço mecânico durante o seu funcionamento. Além disso, o seu perfil de força axial apresenta, para um valor constante de corrente eléctrica, maior uniformidade durante todo o ciclo de conversão possibilitando que este exerça uma carga mecânica mais regular durante o seu funcionamento. O Modelo C_i exhibe menores perdas de energia por efeito de Joule e, do ponto de vista económico, é mais atractivo uma vez que necessita de menos material ferromagnético e de uma estrutura de suporte com menor dimensão.

Pelo facto de não se verificar a superioridade absoluta de um modelo, a selecção de um candidato para cada caso de estudo é feita com base nos valores de potência eléctrica e de eficiência de conversão. Assim, como sistema de extracção de potência de um dispositivo de absorção pontual, o Modelo B_i é elegido para as condições definidas no Caso 1 e o Modelo C_i seleccionado para as condições do Caso 2.

Capítulo 8

Simulação do Sistema de Absorção Pontual

Das várias soluções obtidas pelo projecto numérico foi, para cada caso de estudo, elegido um GLRVC tubular como sistema de extracção de potência do dispositivo de absorção pontual considerado neste trabalho. Para condições marítimas estabelecidas para o Caso 1 foi elegido o Modelo B_i e para as condições associadas ao Caso 2 o Modelo C_i . Pelo facto de os modelos referidos apresentarem um valor de massa diferente do valor especificado, foram estimados novos valores para as forças hidrodinâmicas exercidas, no corpo flutuante, pela onda regular incidente em cada caso de estudo. Para as condições definidas para o Caso 1, foi estimado um valor de 29.1 kN para a força de excitação, o qual é significativamente inferior ao valor inicialmente especificado para o projecto do gerador. Por esta razão, para o Caso 1, foi definido um raio superior para o corpo flutuante com o objectivo de aumentar a força de excitação por este exercida na parte móvel do gerador. Para o Caso 2, a força de excitação estimada, em acordo com o novo valor de massa do gerador, foi de 124.1 kN. Como este último valor é próximo do valor inicialmente especificado para projecto, o raio do corpo flutuante foi mantido. Considerando as alterações efectuadas, as forças hidrodinâmicas exercidas no corpo flutuante, assim como as respectivas dimensões, foram actualizadas pelos valores indicados na Tabela 8.1.

Tabela 8.1 Características do corpo flutuante e forças hidrodinâmicas calculadas para cada caso de estudo.

Caso	Z [m]	ω [rad/s]	a [m]	m_f [kg]	m_{gen} [kg]	d_f [m]	h_f [m]	m_a [kg]	m_∞ [kg]	ω_n [rad/s]	F_{exc} [kN]
1	0.7	0.82	1.7	2.0×10^3	39430.5	4.5	4.9	10450.9	9951.1	1.3	40.2
2	2.2	0.61	1.5	1.8×10^3	34976.7	5.1	5.6	7379.0	6895.7	1.3	124.1

Na Figura 8.1 e na Figura 8.2 encontram-se, respectivamente, a variação da força de excitação com a frequência da onda incidente no corpo e a respectiva função de resposta ao impulso da força de radiação, calculadas para os dois casos de estudo.

A análise do comportamento transitório da cada gerador foi realizada para diferentes valores de velocidade e de intensidade de corrente eléctrica de referência, com a finalidade de identificar os valores óptimos de controlo em função das últimas grandezas referidas. Para cada combinação de velocidade e de intensidade de corrente foi, novamente, aplicado o processo de optimização ao modelo matemático de cada gerador no qual, as posições eléctricas de comutação e a banda de histerese foram assumidas como variáveis de optimização. Cada avaliação foi realizada através da implementação computacional descrita no Anexo A.1 com as mesmas condições e parâmetros de simulação aplicados no Capítulo 7 durante a análise dinâmica de cada estrutura óptima dimensionada. As soluções foram procuradas com o objectivo de maximizar o valor médio de potência eléctrica gerada. O valor de tensão nominal do barramento U_{bus} foi definido de acordo com os valores óptimos já calculados para cada gerador, como resultado do respectivo projecto numérico. O valor da banda de histerese h_b foi novamente sujeito a optimização. A posição z_{off} foi estabelecida em função da variável z_{dwell} , a qual é utilizada para representar o deslocamento percorrido pelo secundário durante o ciclo de conversão. Assim,

z_{dwell} é considerada como variável de optimização e z_{off} é dada por:

$$z_{off} = z_{on} + z_{dwell} \quad (8.1)$$

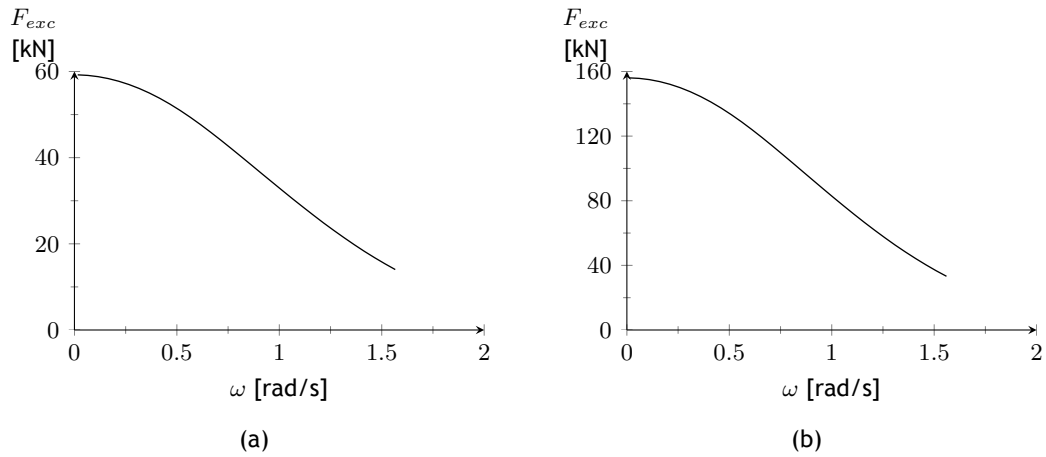


Figura 8.1 Variação da amplitude da força de excitação da onda incidente no corpo flutuante para as condições do: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

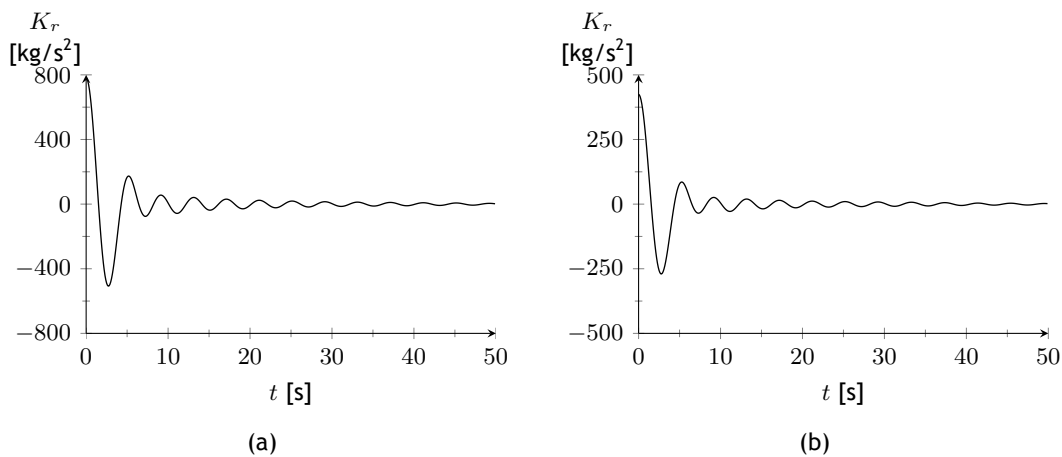


Figura 8.2 Função de resposta ao impulso associada à força de radiação da onda incidente no corpo flutuante para as condições do: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

Para assegurar a validade das soluções obtidas para as posições eléctricas, foram respeitadas as seguintes condições:

$$z_{on} > -S_t \quad (8.2)$$

$$z_{on} + z_{dwell} < S_t \quad (8.3)$$

$$z_{dwell} \geq 0 \quad (8.4)$$

Os limites numéricos das variáveis z_{on} e z_{dwell} foram estabelecidos em função de S_t pelas

seguintes relações:

$$-\frac{1}{2}S_t \leq z_{on} \leq \frac{1}{2}S_t \quad (8.5)$$

$$\frac{1}{5}S_t \leq z_{dwell} \leq \frac{3}{2}S_t \quad (8.6)$$

Na Tabela 8.2 encontram-se os valores dentro dos quais foram confinadas as soluções referentes às variáveis de controlo. Os resultados do processo de optimização para cada combinação de velocidade e de intensidade de corrente são apresentados, para o Caso 1, na Tabela 8.3 e, para o Caso 2, na Tabela 8.4. A velocidade e a corrente eléctrica de referência foram estabelecidas em intervalos de valores, aproximadamente, correspondentes a 20 % do respectivo valor máximo admitido, tendo sido este último também considerado para análise. As soluções óptimas calculadas para cada combinação de velocidade e de corrente eléctrica de fase podem ser consultadas na Tabela 8.5 e na Tabela 8.6 para o Caso 1 e Caso 2, respectivamente.

Tabela 8.2 Limites numéricos para as variáveis de controlo.

Caso	Limite	h_b [%]	z_{on} [mm]	z_{dwell} [mm]
1	Inferior	1	-80.5	32.2
	Superior	10	80.5	241.5
2	Inferior	1	-40.9	16.3
	Superior	10	40.9	122.6

Tabela 8.3 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 1.

v [m/s]	i_{ref} [A]	nº de iterações	f_{ev}	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
0.1	10.5	111	299	13	1.1	7.2×10^{-1}	17.4
0.1	21	120	317	13	6.7×10^{-1}	9.9×10^{-1}	68.1
0.1	31.5	175	415	15	3.7×10^{-1}	9.4×10^{-1}	151.0
0.1	42	235	564	19	3.3×10^{-1}	10.0×10^{-1}	256.2
0.1	52.5	355	797	28	1.6	9.9×10^{-1}	221.6
0.2	10.5	150	412	35	2.3	2.6×10^{-1}	-76.2
0.2	21	223	547	48	2.2	9.5×10^{-1}	-294.4
0.2	31.5	261	677	68	1.6	8.9×10^{-1}	-787.1
0.2	42	319	800	56	4.3×10^{-1}	9.6×10^{-1}	-1407.2
0.2	52.5	336	767	55	1.2	9.5×10^{-1}	-1736.2

Tabela 8.3 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 1 (Continuação).

v [m/s]	i_{ref} [A]	nº de iterações	f_{ev}	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
0.3	10.5	263	670	145	1.8	4.0×10^{-1}	-225.7
0.3	21	287	705	53	2.3	9.7×10^{-1}	-864.2
0.3	31.5	287	716	63	1.3	9.9×10^{-1}	-1861.1
0.3	42	288	688	46	1.7	9.8×10^{-1}	-3180.6
0.3	52.5	395	978	63	1.4	9.8×10^{-1}	-4907.8
0.4	10.5	278	878	121	2.3	9.1×10^{-1}	-411.8
0.4	21	270	626	62	2.1	9.9×10^{-1}	-1539.8
0.4	31.5	299	714	79	1.6	9.9×10^{-1}	-3294.3
0.4	42	331	818	58	1.7	9.4×10^{-1}	-5600.7
0.4	52.5	499	1294	119	2.8×10^{-1}	9.6×10^{-1}	-10050.0
0.5	10.5	312	1022	137	2.0×10^{-2}	9.4×10^{-1}	-655.7
0.5	21	316	992	141	8.7×10^{-1}	8.7×10^{-1}	-2514.7
0.5	31.5	489	1343	115	1.8×10^{-1}	10.0×10^{-1}	-5600.1
0.5	42	528	1328	100	7.4×10^{-1}	9.8×10^{-1}	-9993.6
0.5	52.5	582	1538	130	1.1×10^{-2}	9.2×10^{-1}	-16039.5
0.53	10.5	333	1002	218	1.4	9.1×10^{-1}	-779.9
0.53	21	506	1208	117	2.0	9.2×10^{-1}	-3068.7
0.53	31.5	461	1196	137	1.1	9.9×10^{-1}	-6643.5
0.53	42	502	1251	92	8.3×10^{-1}	9.8×10^{-1}	-12038.9
0.53	52.5	512	1308	115	7.3×10^{-1}	9.9×10^{-1}	-19156.9

Tabela 8.4 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2.

v [m/s]	i_{ref} [A]	nº de iterações	f_{ev}	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
0.2	19.9	317	984	101	4.0×10^{-1}	9.7×10^{-1}	-848.6
0.2	39.8	396	1103	102	1.5×10^{-2}	10.0×10^{-1}	-3927.6
0.2	59.7	379	939	76	7.1×10^{-1}	9.7×10^{-1}	-8299.8
0.2	79.6	463	1084	113	1.0	9.9×10^{-1}	-13551.7
0.2	99.5	418	1012	75	2.6×10^{-1}	9.5×10^{-1}	-16484.7
0.2	99.9	444	1105	77	4.6×10^{-1}	9.6×10^{-1}	-16512.1
0.4	19.9	403	1064	148	5.6×10^{-1}	9.4×10^{-1}	-3252.8
0.4	39.8	340	983	80	1.2×10^{-2}	8.9×10^{-1}	-13559.2
0.4	59.7	420	1157	105	1.1×10^{-2}	9.1×10^{-1}	-29613.1
0.4	79.6	346	1153	109	3.0×10^{-4}	10.0×10^{-1}	-38743.3
0.4	99.5	325	981	85	1.0×10^{-2}	9.9×10^{-1}	-39748.1
0.4	99.9	690	1579	128	1.6×10^{-1}	9.7×10^{-1}	-39807.8

Tabela 8.4 Resultados do processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2 (Continuação).

v [m/s]	i_{ref} [A]	nº de iterações	f_{ev}	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
0.6	19.9	457	1126	132	1.2	9.7×10^{-1}	-5453.1
0.6	39.8	488	1368	155	4.0×10^{-3}	9.7×10^{-1}	-23055.2
0.6	59.7	552	1374	128	5.8×10^{-1}	8.8×10^{-1}	-48308.4
0.6	79.6	552	1423	172	1.6×10^{-1}	10.0×10^{-1}	-64071.3
0.6	99.5	661	1610	159	2.5×10^{-1}	9.9×10^{-1}	-71779.9
0.6	99.9	545	1436	134	1.8×10^{-2}	9.8×10^{-1}	-71939.6
0.8	19.9	411	1117	199	1.4×10^{-1}	9.9×10^{-1}	-7461.5
0.8	39.8	570	1491	164	6.5×10^{-3}	7.6×10^{-1}	-31228.7
0.8	59.7	442	1172	100	6.6×10^{-3}	9.8×10^{-1}	-65837.7
0.8	79.6	391	1130	99	3.5×10^{-4}	4.7×10^{-1}	-89045.9
0.8	99.5	343	999	93	5.7×10^{-3}	5.7×10^{-1}	-99324.7
0.8	99.9	411	1078	105	6.2×10^{-3}	8.3×10^{-1}	-99798.2
1	19.9	404	1100	253	2.4×10^{-1}	9.9×10^{-1}	-9066.2
1	39.8	491	1182	128	2.3×10^{-1}	9.5×10^{-1}	-38418.1
1	59.7	662	1497	145	5.1×10^{-1}	9.8×10^{-1}	-83386.0
1	79.6	532	1391	136	1.9×10^{-2}	9.6×10^{-1}	-116629.2
1	99.5	560	1492	150	7.1×10^{-3}	9.9×10^{-1}	-133147.7
1	99.9	572	1461	222	1.8×10^{-2}	9.9×10^{-1}	-133096.1
1.2	19.9	428	1104	222	7.9×10^{-2}	9.8×10^{-1}	-11975.6
1.2	39.8	502	1191	120	2.9×10^{-1}	9.8×10^{-1}	-48348.2
1.2	59.7	453	1114	131	3.2×10^{-1}	9.8×10^{-1}	-102548.2
1.2	79.6	437	1061	99	3.2×10^{-1}	9.9×10^{-1}	-142895.8
1.2	99.5	490	1236	121	6.6×10^{-1}	9.8×10^{-1}	-162610.8
1.2	99.9	1163	2521	232	9.3×10^{-2}	10.0×10^{-1}	-162556.2
1.3	19.9	552	1292	189	9.5×10^{-1}	9.1×10^{-1}	-12954.7
1.3	39.8	455	1055	157	7.1×10^{-1}	9.9×10^{-1}	-52413.1
1.3	59.7	330	887	75	6.0×10^{-3}	7.9×10^{-1}	-110573.7
1.3	79.6	353	1028	96	1.1×10^{-1}	9.4×10^{-1}	-153014.4
1.3	99.5	321	887	79	6.0×10^{-2}	8.5×10^{-1}	-173206.9
1.3	99.9	625	1484	135	2.8×10^{-1}	9.6×10^{-1}	-173564.8

Tabela 8.5 Soluções obtidas pelo processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 1.

v	i_{ref}	h_b	z_{on}	z_{dwell}	z_{off}
[m/s]	[A]	[%]	[mm]	[mm]	[mm]
0.10	10.5	6.1	59.8	32.2	92.0
0.10	21.0	2.3	59.7	32.2	91.9
0.10	31.5	3.4	59.7	32.4	92.1
0.10	42.0	8.1	59.7	32.2	91.9
0.10	52.5	9.7	11.8	32.2	44.0
0.20	10.5	9.4	52.4	71.5	123.9
0.20	21.0	4.8	52.4	71.4	123.8
0.20	31.5	1.1	-18.3	61.5	43.2
0.20	42.0	7.7	-19.6	59.9	40.3
0.20	52.5	4.8	52.1	70.5	122.6
0.30	10.5	1.8	45.0	84.4	129.3
0.30	21.0	6.9	44.9	82.4	127.3
0.30	31.5	2.5	44.3	82.7	127.1
0.30	42.0	5.2	43.8	82.4	126.3
0.30	52.5	7.3	43.0	83.3	126.3
0.40	10.5	10.0	-21.0	152.7	131.7
0.40	21.0	3.9	36.6	93.1	129.7
0.40	31.5	1.4	35.4	93.0	128.4
0.40	42.0	6.5	34.0	94.0	128.0
0.40	52.5	2.7	-32.5	158.6	126.1
0.50	10.5	7.1	-22.2	153.9	131.7
0.50	21.0	3.4	-27.6	158.2	130.6
0.50	31.5	6.1	-34.5	162.2	127.7
0.50	42.0	7.9	-37.3	163.2	125.9
0.50	52.5	3.9	-39.4	160.9	121.5
0.53	10.5	6.2	-21.7	151.2	129.5
0.53	21.0	6.8	-29.0	159.1	130.1
0.53	31.5	3.1	-35.8	165.3	129.5
0.53	42.0	8.4	-41.7	169.3	127.6
0.53	52.5	3.6	-41.8	169.2	127.5

Tabela 8.6 Soluções obtidas pelo processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2.

v	i_{ref}	h_b	z_{on}	z_{dwell}	z_{off}
[m/s]	[A]	[%]	[mm]	[mm]	[mm]
0.20	19.9	8.1	-10.2	64.6	54.4
0.20	39.8	6.9	-11.0	63.9	52.9
0.20	59.7	9.6	14.2	39.1	53.3
0.20	79.6	1.0	14.2	40.0	54.2
0.20	99.5	8.9	14.5	45.4	59.9
0.20	99.9	9.4	14.5	45.5	60.0
0.40	19.9	4.0	-3.3	52.8	49.4
0.40	39.8	7.3	-8.1	55.8	47.7
0.40	59.7	4.2	-9.9	56.1	46.1
0.40	79.6	4.4	-7.9	55.2	47.2
0.40	99.5	6.9	-7.2	53.5	46.3
0.40	99.9	9.7	-7.7	69.5	61.8
0.60	19.9	9.5	-15.7	80.4	64.7
0.60	39.8	5.1	-21.1	84.3	63.2
0.60	59.7	9.9	-20.8	83.2	62.5
0.60	79.6	3.7	-20.2	81.3	61.1
0.60	99.5	6.2	-19.4	82.6	63.3
0.60	99.9	6.9	-18.7	80.2	61.4
0.80	19.9	7.6	-19.2	84.2	65.1
0.80	39.8	4.8	-25.9	86.1	60.3
0.80	59.7	7.8	-26.8	83.1	56.3
0.80	79.6	7.4	-26.4	81.4	55.0
0.80	99.5	5.2	-23.6	81.9	58.3
0.80	99.9	6.2	-25.9	84.6	58.6
1.00	19.9	2.7	-21.6	70.2	48.6
1.00	39.8	9.8	-28.5	78.0	49.5
1.00	59.7	6.7	-31.0	93.1	62.2
1.00	79.6	5.6	-29.8	90.0	60.3
1.00	99.5	5.8	-29.7	89.0	59.3
1.00	99.9	2.0	-29.4	89.2	59.8
1.20	19.9	9.3	-23.0	88.5	65.5
1.20	39.8	8.8	-34.8	97.4	62.5
1.20	59.7	3.2	-37.5	98.5	60.9
1.20	79.6	8.0	-37.6	95.1	57.5
1.20	99.5	7.5	-37.2	94.9	57.7
1.20	99.9	5.2	-35.0	93.5	58.5

Tabela 8.6 Soluções obtidas pelo processo de optimização aplicado ao modelo matemático do gerador seleccionado para o Caso 2 (Continuação).

v	i_{ref}	h_b	z_{on}	z_{dwell}	z_{off}
[m/s]	[A]	[%]	[mm]	[mm]	[mm]
1.30	19.9	7.6	-24.9	89.1	64.2
1.30	39.8	9.4	-37.7	99.8	62.1
1.30	59.7	10.0	-40.6	97.7	57.1
1.30	79.6	5.7	-40.8	96.8	56.0
1.30	99.5	6.4	-40.7	98.2	57.5
1.30	99.9	5.7	-40.6	97.3	56.8

Na Figura 8.3 é representada a evolução do valor médio da potência eléctrica gerada com a velocidade e a corrente eléctrica de referência, para os valores óptimos de h_b , z_{on} e z_{off} .

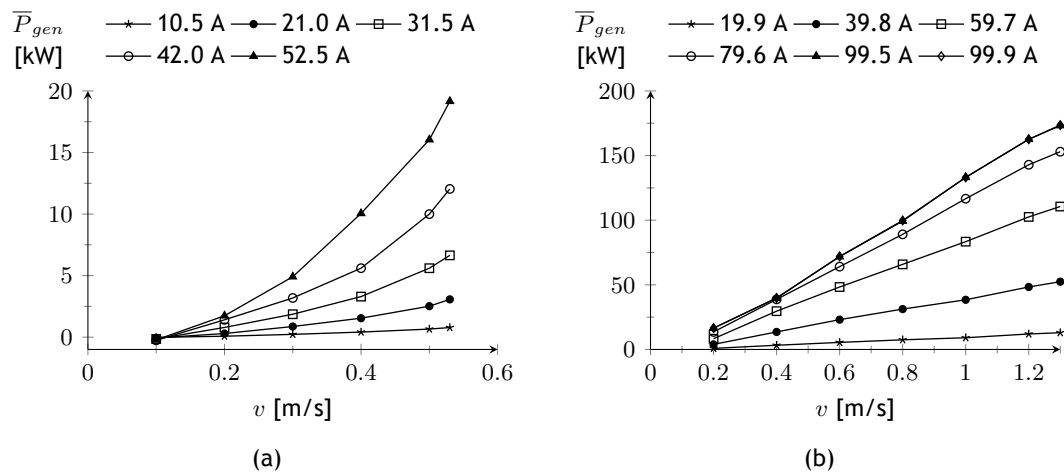


Figura 8.3 Valor médio de potência eléctrica gerada correspondente às soluções óptimas obtidas para o: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

O número de iterações verificado para os vários processos de optimização foi inferior ao valor máximo estabelecido. Para cada processo, foi encontrada uma solução dentro das tolerâncias especificadas. Verificou-se, em geral, maior tempo de cálculo para os processos de optimização referentes ao Caso 2. Para ambos os casos de estudo, observa-se que a potência eléctrica aumenta com a velocidade e com a corrente eléctrica de referência. Para velocidades superiores, o ciclo de conversão decorre durante deslocamentos mais longos e a posição em que se inicia tende a diminuir com o aumento da velocidade. Para a banda de histerese não se observou qualquer correlação com o valor de velocidade nem com o valor da corrente eléctrica de referência.

Como referido na Secção 5.4, a tensão no barramento DC será regulada por um controlador PI aplicado ao controlo do *duty-cycle* do conversor DC/DC isolado, o qual é utilizado para fornecer a potência eléctrica gerada a um valor de tensão mais reduzido.

Para determinar, em cada caso de estudo, os valores óptimos a atribuir aos ganhos proporcional K_p e integral K_i , foi aplicado o método de optimização do Complexo de Box no qual foi considerada a expressão (5.187) como função objectivo. Para avaliar a função objectivo foi utilizada a implementação computacional do modelo matemático descrita no Anexo A.2. Cada simulação foi realizada durante o período definido para a onda regular de cada caso de estudo.

Para a velocidade do secundário, em ambos os casos de estudo, foram assumidos os perfis sinusoidais ilustrados na Figura 8.4 com o objectivo de promover um cenário de geração eléctrica variável e, consequentemente, provocar maior instabilidade na tensão do barramento DC. O valor da corrente eléctrica de referência i_{ref} foi mantido constante e para os parâmetros de controlo h_b , z_{on} e z_{off} foram utilizadas tabelas de observação a partir das quais são calculados, em função da velocidade e da corrente de referência, os valores que permitem gerar maior potência eléctrica. A razão de transformação N_1/N_2 foi escolhida de modo a obter 400 V à saída do conversor DC/DC para uma tensão à entrada igual à tensão nominal imposta no barramento U_{bus} . O valor da carga resistiva R_L foi definido de modo a que, a uma tensão de 400 V, seja possível dissipar, aproximadamente, o valor médio de potência eléctrica estimado, no projecto numérico, para o respectivo gerador. Na Tabela 8.7 podem ser observados os valores dos parâmetros referentes ao conversor DC/DC.

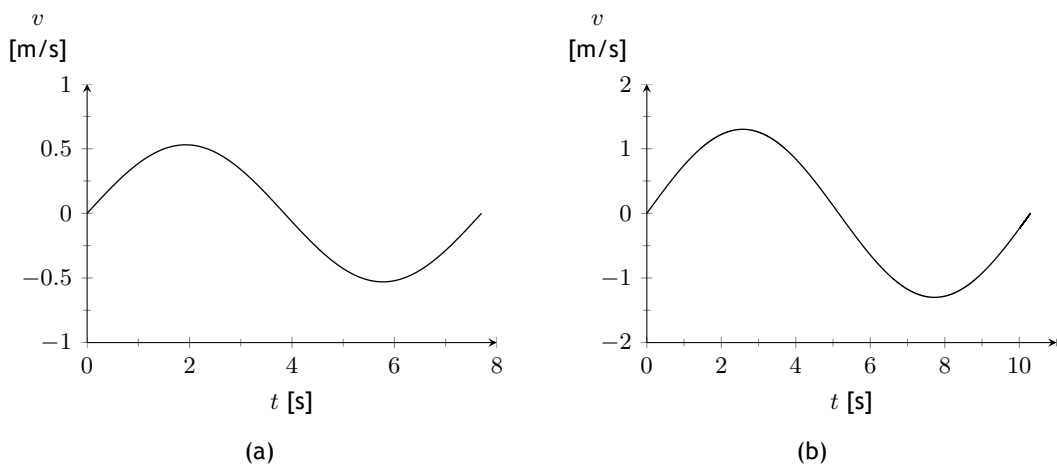


Figura 8.4 Perfil de velocidade do secundário considerado na optimização do controlador PI para o: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

Tabela 8.7 Parâmetros referentes ao conversor DC/DC.

Caso	N_1/N_2	U_1	U_2	R_L
		[V]	[V]	[Ω]
1	10	4000	400	9
2	15	6000	400	1.3

A simulação do modelo matemático foi obtida pelo método *Dormand-Prince* com uma tolerância relativa de 1×10^{-3} e um valor de 1×10^{-4} para o valor máximo permitido para o intervalo de tempo discreto. As quedas de tensão aos terminais dos díodos e interruptores electrónicos foram desprezadas e foi considerado um condensador com uma capacidade de 5×10^{-2} F. Na Tabela 8.8 encontram-se os valores adoptados para os parâmetros referentes ao processo de optimização do controlador PI e na Tabela 8.9 os limites definidos para as variáveis de optimização. Os resultados do processo de optimização aplicado ao controlador PI são indicados na Tabela 8.10 e as soluções óptimas obtidas para K_p e K_I encontram-se apresentadas na Tabela 8.11. O perfil de tensão no barramento DC obtido em cada simulação pode ser observado na Figura 8.5.

Tabela 8.8 Parâmetros adoptados para o método do Complexo de Box aplicado na optimização dos ganhos do controlador PI.

ν	ρ	k_{max}	tol_X	tol_f
30	1.3	1500	1×10^{-2}	1×10^{-3}

Tabela 8.9 Limites numéricos para os ganhos do controlador PI.

Caso	Limite	K_p [%]	K_I [mm]
1	Inferior	0	0
	Superior	5000	5000
2	Inferior	0	0
	Superior	5000	5000

Tabela 8.10 Resultados do processo de optimização aplicado ao controlador PI.

Caso	nº de iterações	f_{ev}	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{imin})$
1	222	606	203	46.01	4.0×10^{-6}	7.1×10^{-2}
2	157	394	1039	70.66	1.5×10^{-4}	2.6×10^{-2}

Tabela 8.11 Soluções obtidas pelo processo de optimização aplicado ao controlador PI.

Caso	K_p	K_I
1	4089.3	639.6
2	4954.0	494.4

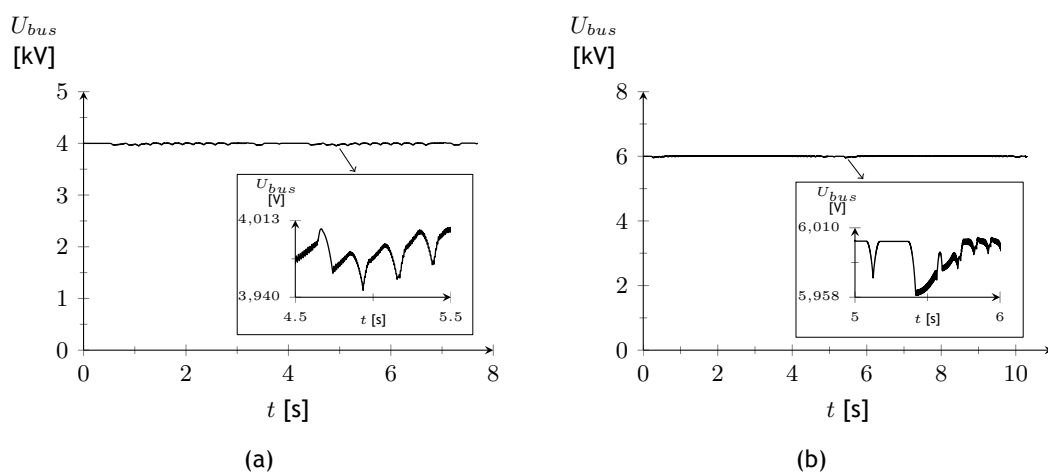


Figura 8.5 Tensão no barramento DC para os valores óptimos do controlador PI para o : (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

Para ambos os casos de estudo, o processo de optimização aplicado ao controlador PI do conversor DC/DC terminou pelos critérios de convergência especificados. Devido a um maior

período de simulação, definido para o respectivo modelo matemático, o Caso 2 foi caracterizado por um processo de optimização mais demorado apesar de apresentar menor número de iterações e de avaliações da função objectivo. Os ganhos K_p e K_I foram calculados com o objectivo de minimizar o erro entre a tensão no barramento DC e o valor de referência pretendido para esta. Aplicando a solução óptima obtida para K_p e K_I , em cada caso de estudo, verifica-se um maior erro quando a tensão do barramento se encontra abaixo do seu valor de referência. Nesta situação, o controlador PI exerce pouca influência no valor da tensão do barramento, pois não tem capacidade de interromper o seu decaimento como consequência do processo de excitação das várias fases eléctricas do gerador. A eficácia do controlador PI é mais notável durante o período de geração eléctrica, quando a tensão do barramento tende a superar o seu valor de referência, como se pode observar na Figura 8.5(a) para o Caso 1 e na Figura 8.5(b) para o Caso 2. De acordo com as condições de simulação estabelecidas, e tendo em consideração os valores óptimos calculados para os ganhos K_p e K_I , o valor máximo do erro relativo é de 1.34 % para o Caso 1 e de 0.67 % para o Caso 2.

Por fim, procedeu-se ao estudo do modelo matemático do conversor de absorção pontual para cada caso de estudo. Para o efeito foi considerada a implementação computacional descrita no Anexo A.3. A análise incluiu o controlo com corrente de referência constante e o controlo com corrente de referência variável. Para o primeiro foram realizadas simulações para diferentes valores de i_{ref} . No segundo, como descrito na Secção 5.4, a intensidade de corrente de referência é estabelecida em função da velocidade do secundário. A taxa de actualização da corrente de referência é definida pelo período T_{act} , ao fim do qual sofre um incremento Δi . Como o objectivo de maximizar o valor médio de potência eléctrica gerada, os parâmetros de actualização da corrente de referência foram sujeitos a um processo de optimização aplicado ao modelo matemático do conversor de absorção pontual.

Em cada avaliação do modelo matemático foi aplicado o método *Dormand-Prince* e considerada uma tolerância relativa de 1×10^{-3} com um período de tempo discreto máximo de 8×10^{-4} s. A capacidade do condensador assumiu um valor de 5×10^{-2} F e os parâmetros de controlo h_b , z_{on} e z_{off} foram calculados em função da corrente de referência e velocidade do secundário, de acordo com as correspondências estabelecidas na Tabela 8.5 e na Tabela 8.6. Aos parâmetros do conversor DC/DC foram atribuídos os valores indicados na Tabela 8.7 e, aos ganhos do respectivo controlador PI, os valores apresentados na Tabela 8.11. Para cada caso de estudo verificou-se que a frequência natural do sistema oscilante é superior à frequência da onda regular considerada, impedindo o sistema de atingir, naturalmente, as condições de ressonância. Assim, de modo a não aumentar a diferença entre estas duas grandezas, foi considerado um valor nulo para constante elástica da mola de retorno k_s . Para o coeficiente de arraste C_d foram considerados os valores de 0.88 e de 0.86 para o Caso 1 e Caso 2, respectivamente. Estes calcularam-se, em função de h_f e a , por interpolação linear dos valores exibidos na Tabela 3.1. Em cada simulação, as forças hidrodinâmicas admitidas no modelo foram calculadas para uma onda regular definida pela altura significativa e pelo período energético estimado em cada caso de estudo. O tempo de simulação foi realizado para um intervalo de tempo igual ao período de cada onda regular.

O processo de optimização foi conduzido pelo método do Complexo de Box segundo a parametrização indicada na Tabela 8.12. Como função objectivo, foi admitido o valor médio de potência eléctrica gerada. Os limites numéricos estabelecidos para as variáveis T_{act} e Δi encontram-se indicados na Tabela 8.13.

Tabela 8.12 Parâmetros adoptados para o método do Complexo de Box aplicado na optimização de T_{act} e Δi .

ν	ρ	k_{max}	tol_X	tol_f
15	1.3	1500	1×10^{-2}	1

Tabela 8.13 Limites numéricos das variáveis de optimização T_{act} e Δi .

Caso	Limite	T_{act} [s]	Δi [A]
1	Inferior	5×10^{-3}	1×10^{-1}
	Superior	1	5
2	Inferior	5×10^{-3}	1×10^{-1}
	Superior	1	7

Os resultados do processo de optimização das variáveis T_{act} e Δi encontram-se expostos na Tabela 8.14 e as respectivas soluções óptimas são indicadas na Tabela 8.15. Como resultado das simulações com corrente de referência constante, na Figura 8.6, na Figura 8.7 e na Figura 8.8 são apresentadas, respectivamente, as variações do valor médio da potência mecânica, do valor médio da potência eléctrica gerada e da eficiência de conversão com a corrente de referência. Para efeitos de comparação entre o controlo com corrente de referência variável e o controlo com corrente de referência constante foram, para este último, considerados os resultados da simulação para qual se calculou o maior valor médio de potência gerada. Na Tabela 8.16 são apresentados os valores médios, obtidos pela simulação do dispositivo de conversão, de potência mecânica, de potência eléctrica gerada e de eficiência de conversão para um controlo com corrente eléctrica de referência variável e com corrente eléctrica de referência constante, na qual é mantido o valor de i_{ref} que permite gerar mais energia eléctrica.

Considerando a análise com corrente de referência variável, o perfil da força de excitação considerado em cada simulação é ilustrado, para ambos os casos de estudo, na Figura 8.9. A posição mecânica e a velocidade linear do corpo oscilante são, respectivamente, apresentadas na Figura 8.10 e Figura 8.11. O perfil da corrente de referência fornecido pelo controlo de máxima potência, para cada caso de estudo, está representado na Figura 8.12.

A evolução da corrente eléctrica em cada fase do gerador é exibida na Figura 8.13 e na Figura 8.14 para o Caso 1 e Caso 2, respectivamente. A força axial exercida por cada gerador, para um valor variável de corrente e um valor constante de i_{ref} , pode ser observada na Figura 8.15 para o Caso 1 e na Figura 8.16 para o Caso 2. Os valores de tensão no barramento DC são apresentados na Figura 8.17 para os dois casos de estudo. O perfil da tensão aos terminais da carga resistiva é ilustrado na Figura 8.18 e na Figura 8.19 para o Caso 1 e para o Caso 2, respectivamente.

Tabela 8.14 Resultados do processo de optimização das variáveis T_{act} e Δi .

Caso	nº de iterações	f_{ev}	Duração [min]	err_X	err_f	$f(\mathbb{X}_{i_{min}})$
1	118	613	1498	3.0×10^{-13}	0.0	-4163.7
2	126	517	2145	2.2×10^{-13}	0.0	-53140.3

Tabela 8.15 Solução óptima obtida para T_{act} e Δi .

Caso	T_{act} [s]	Δi [A]
1	1.4×10^{-2}	3.8
2	6.8×10^{-2}	6.8

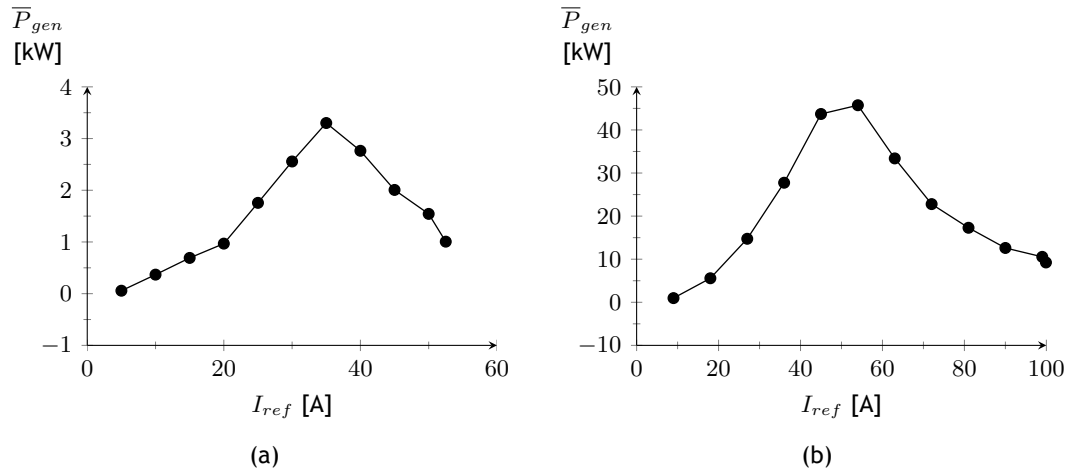


Figura 8.6 Variação da potência eléctrica gerada com a corrente de referência para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

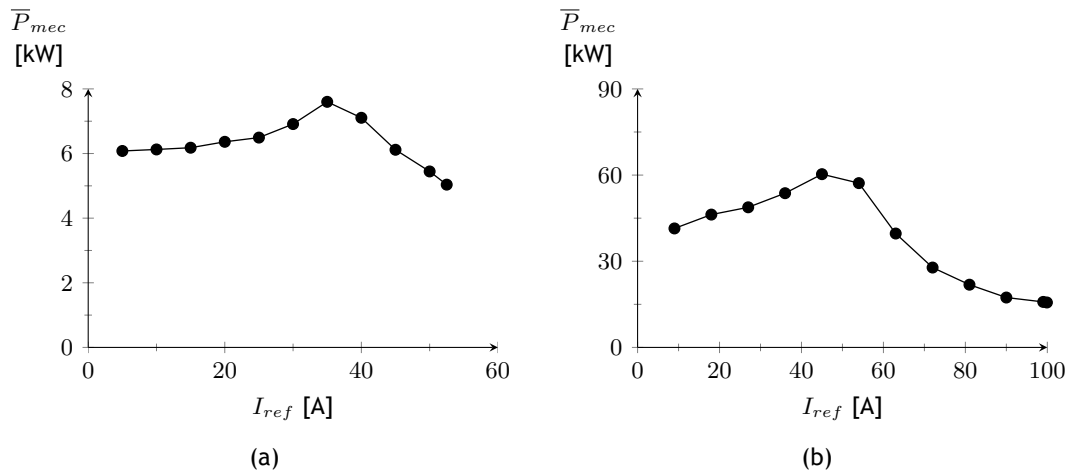


Figura 8.7 Variação da potência mecânica com a corrente de referência para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

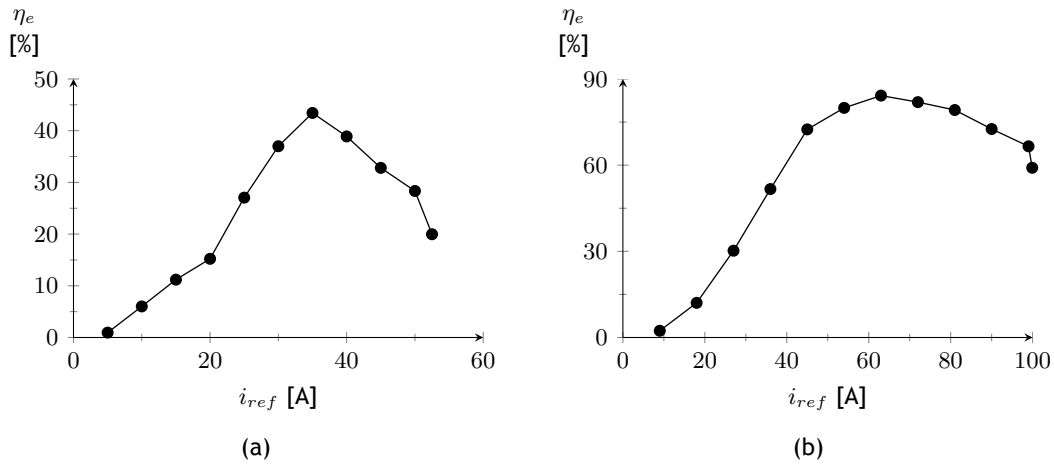


Figura 8.8 Variação da eficiência de conversão com a corrente de referência para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

Tabela 8.16 Desempenho de conversão energética para o controle com corrente de referência variável e corrente de referência constante.

Caso	i_{ref} variável			i_{ref} constante			
	P_{mech}	P_{gen}	η	i_{ref}	P_{mech}	P_{gen}	η_e
	[kW]	[kW]	[%]	[A]	[kW]	[kW]	[%]
1	8.1	4.2	51.1	35.0	7.6	3.3	43.4
2	59.1	53.1	89.9	54.0	57.2	45.7	79.9

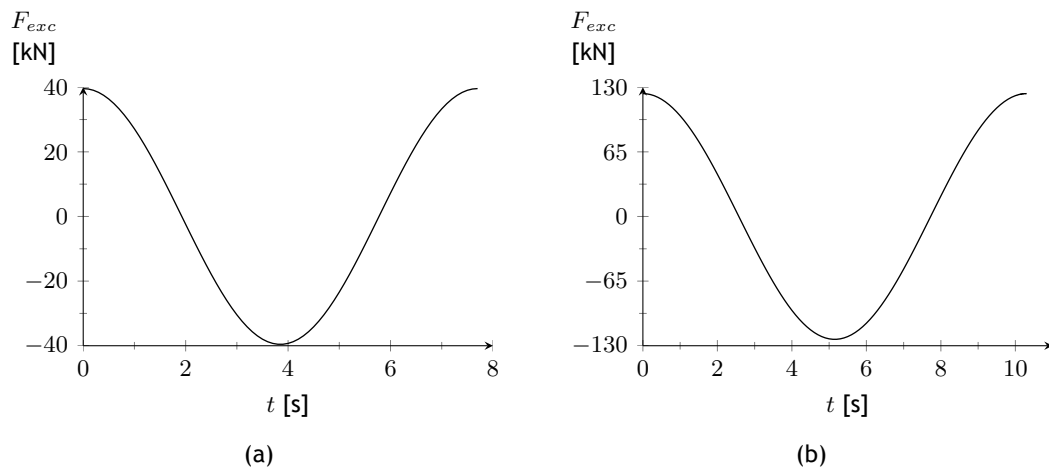


Figura 8.9 Força de excitação da onda regular referente ao: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

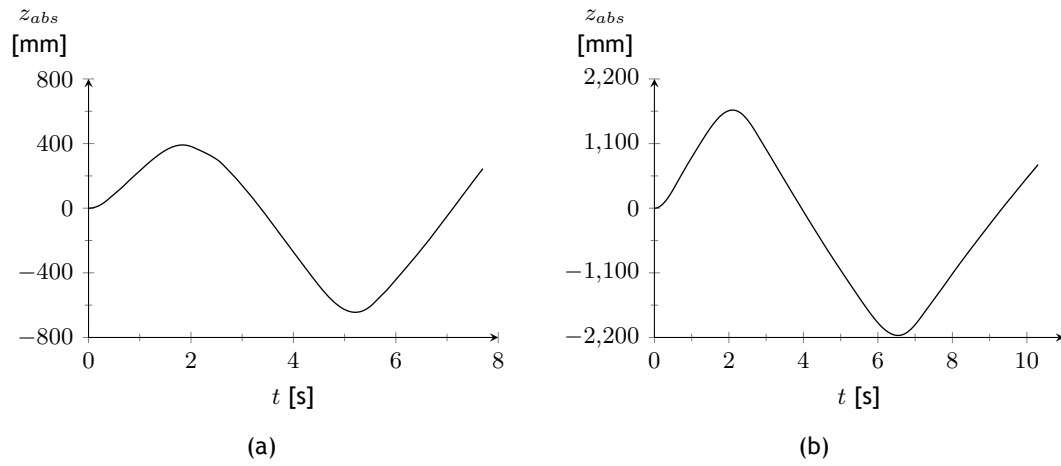


Figura 8.10 Posição mecânica do corpo oscilante para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

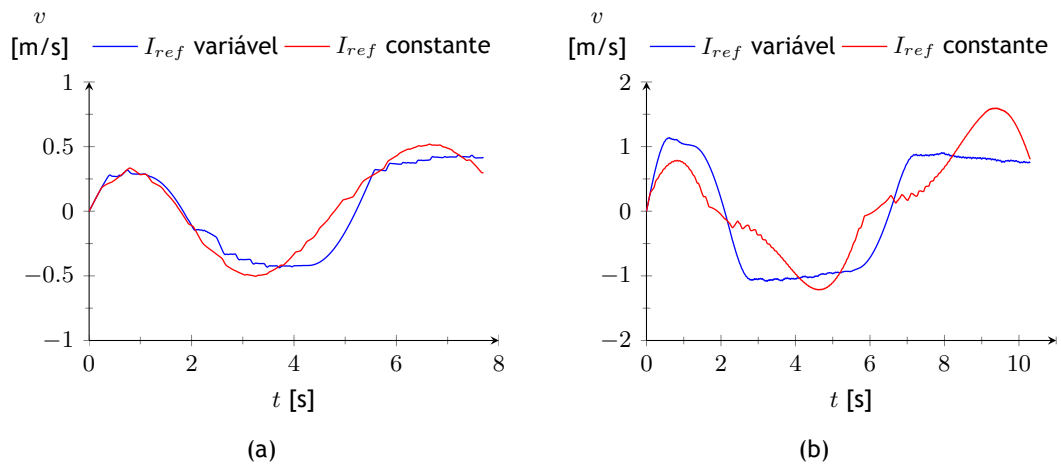


Figura 8.11 Velocidade linear do corpo oscilante para: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

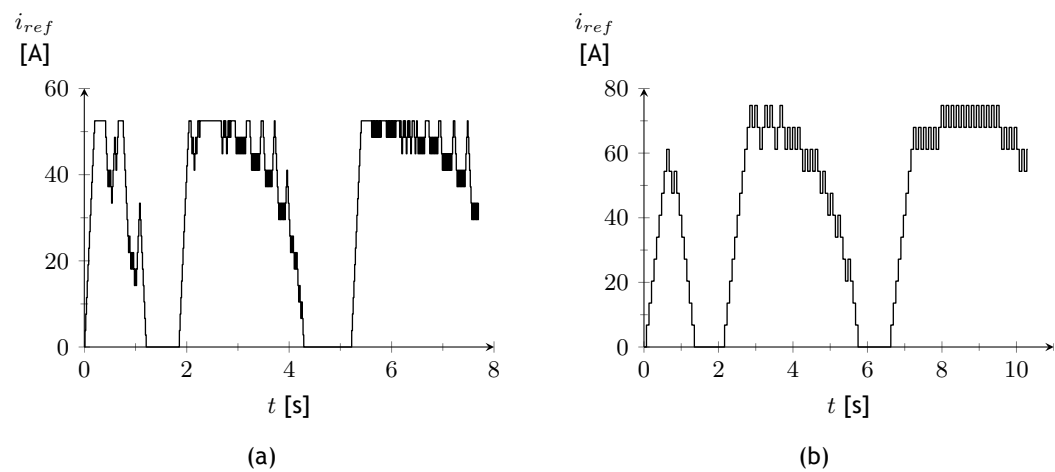


Figura 8.12 Perfil da corrente de referência obtido pela simulação do controle de máxima potência aplicado no: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

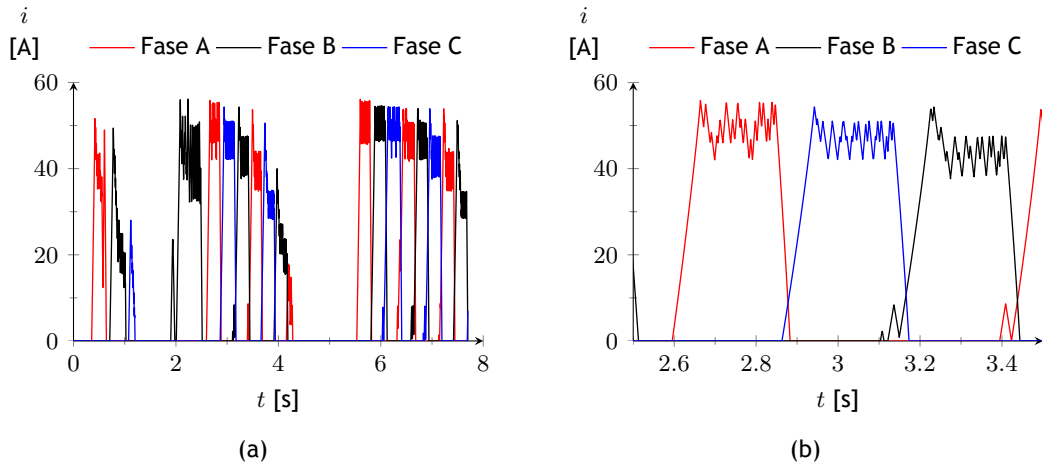


Figura 8.13 Perfil da corrente eléctrica em cada fase do gerador referente ao Caso 1: (a) vista normal e (b) vista ampliada.

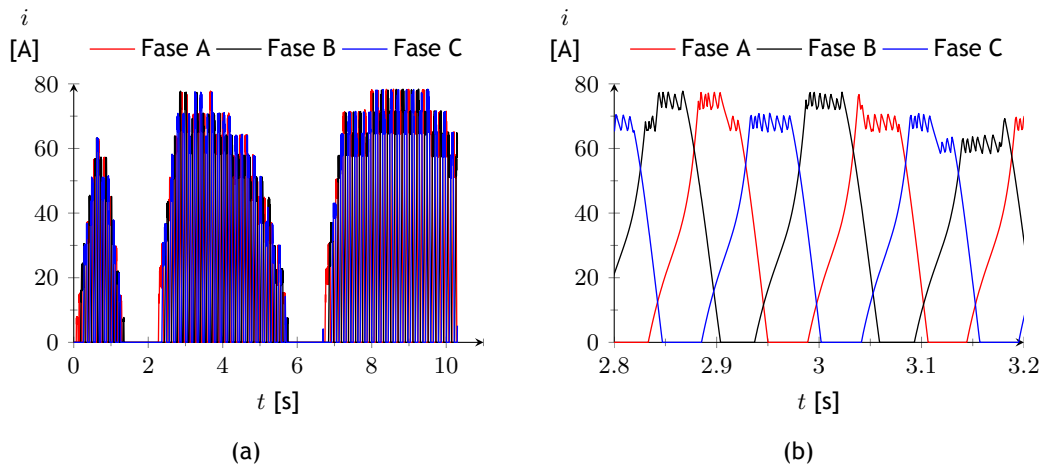


Figura 8.14 Perfil da corrente eléctrica em cada fase do gerador referente ao Caso 2: (a) vista normal e (b) vista ampliada.

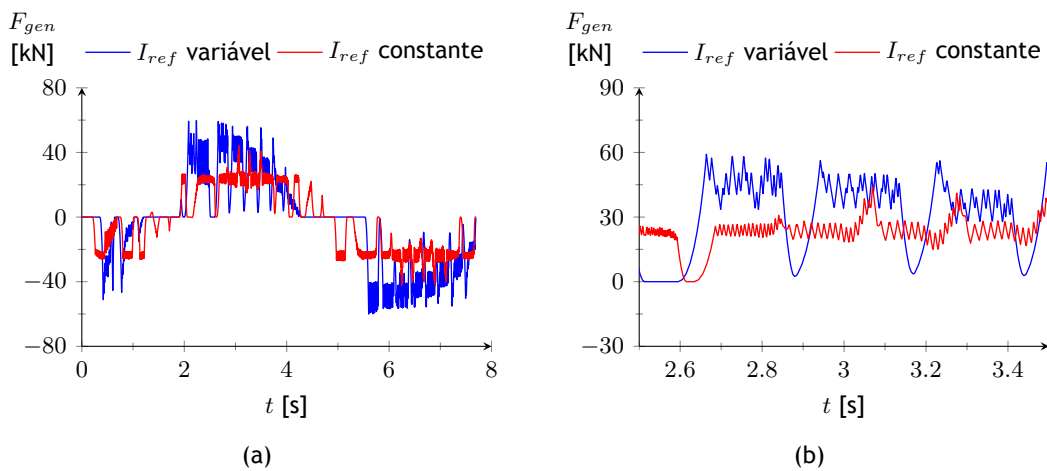


Figura 8.15 Força axial exercida pelo gerador para o Caso 1: (a) vista normal e (b) vista ampliada.

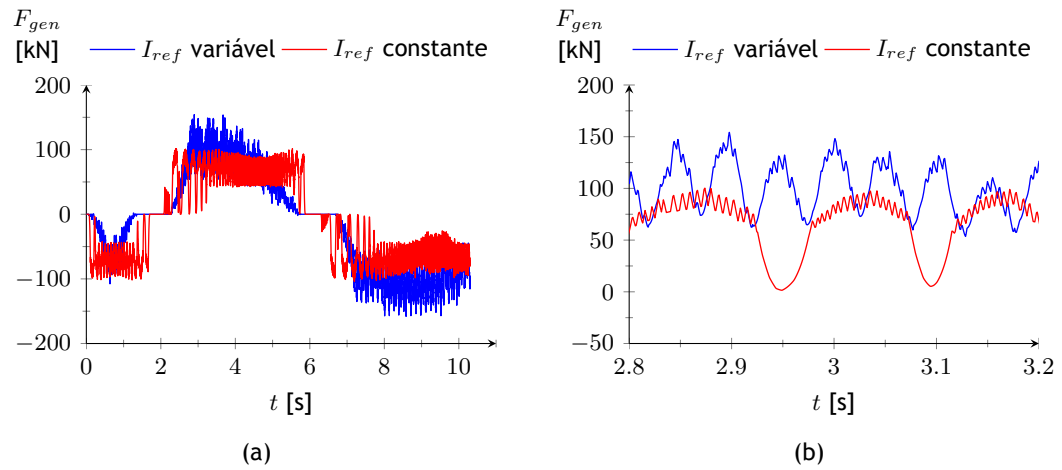


Figura 8.16 Força axial exercida pelo gerador para o Caso 2: (a) vista normal e (b) vista ampliada.

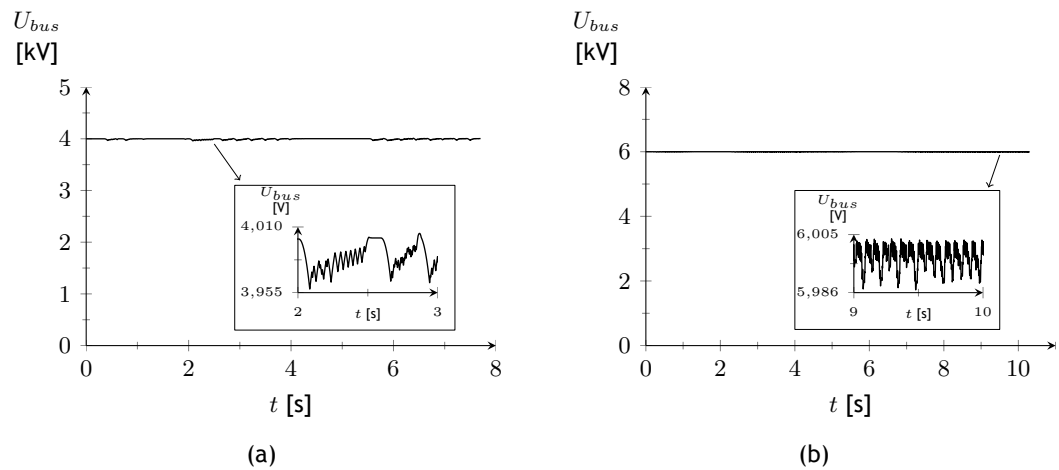


Figura 8.17 Tensão no barramento DC para o: (a) Caso 1 e (b) Caso 2.

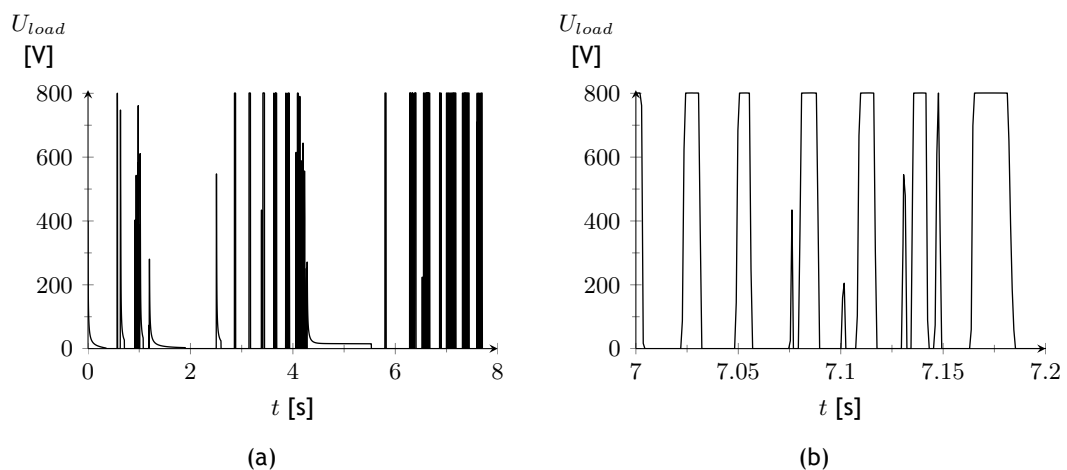


Figura 8.18 Tensão aos terminais da carga resistiva para a simulação referente ao Caso 1: (a) vista normal e (b) vista ampliada.

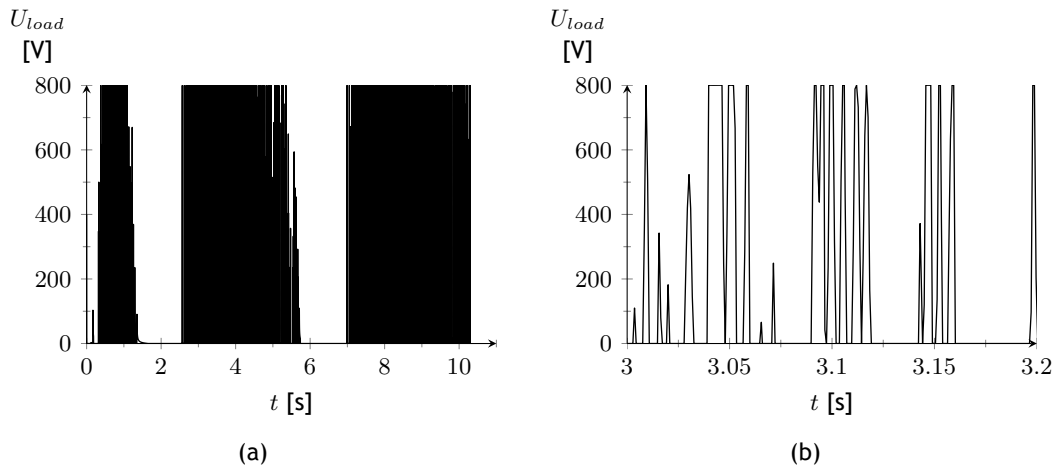


Figura 8.19 Tensão aos terminais da carga resistiva para a simulação referente ao Caso 2: (a) vista normal e (b) vista ampliada.

Admitindo o controlo com corrente de referência constante, verificou-se maior desempenho de conversão energética para valores de corrente de referência inferiores ao valor máximo dimensionado em cada caso de estudo. Tendo em conta as opções consideradas para i_{ref} em cada simulação, para o Caso 1 verificaram-se os maiores valores de potência eléctrica gerada, de potência mecânica e de eficiência de conversão para uma corrente de referência de 35 A. Para o Caso 2, a potência eléctrica gerada foi máxima para uma corrente de referência de 54 A enquanto que o dispositivo desenvolveu maior potência mecânica para uma corrente de 45 A e conseguiu maior eficiência de conversão com uma corrente de 63 A. O processo de optimização aplicado às variáveis T_{act} e Δi foi concluído pela verificação do critérios de convergência especificados. Observou-se que os valores óptimos calculados para T_{act} apresentam a mesma ordem de grandeza para ambos os casos de estudo. Para o Caso 1 foi obtido um valor óptimo de 1.4×10^{-2} s e para o Caso 2 um valor de 6.8×10^{-2} s. Quanto ao valor incremental de corrente Δi , determinaram-se os valores óptimos de 3.8 A e 6.8 A para o Caso 1 e para o Caso 2, respectivamente.

Aplicando o controlo com corrente de referência variável, como alternativa ao controlo com corrente de referência constante, o dispositivo de absorção pontual consegue gerar maior potência eléctrica e atingir melhor eficiência de conversão. Com este controlo é possível manter uma velocidade mais uniforme durante os períodos em que a força de excitação é superior. A força electromecânica exercida pelo gerador apresenta maior variação quando comparada com a mesma força exercida com o controlo a corrente de referência constante. No entanto, devido à inércia do sistema móvel, as oscilações de velocidade resultantes são pouco evidentes.

Tendo em conta a evolução da corrente de referência, ilustrada da Figura 8.12, observa-se que, para o Caso 2, a força exercida pelo gerador não atinge o seu valor máximo uma vez que a corrente de referência é sempre inferior ao limite superior considerado. Quanto ao Caso 1, em regiões de maior velocidade, parte da conversão de energia mecânica em energia eléctrica é realizada com o maior valor de carga admissível para o gerador.

O dispositivo de conversão simulado para as condições referentes ao Caso 2 foi classificado com melhor eficiência de conversão com um valor de 89.9 % quando comparado com a eficiência obtida para o Caso 1, a qual foi de 51.1 %.

Pela utilização do conversor DC/DC a tensão no barramento DC é mantida perto do seu valor de referência onde, durante o período de simulação realizado, o maior erro é de 1.05 % para o Caso 1 e de 0.22 % para o Caso 2. No entanto, como resultado da operação do conversor DC/DC,

a tensão à sua saída é caracterizada por uma grande variação, assumindo os valores máximos de 802 V para o Caso 1 e de 800.5 V para o Caso 2. A tensão à saída do conversor atinge os valores referidos durante os cenários de maior geração eléctrica. Nestas situações, opera com um *duty-dycle* unitário e, por isso, a transferência de energia do barramento DC para a carga é máxima e decorre a metade da razão de transformação inicialmente especificada. A tensão eléctrica à saída do conversor poderá ser regulada para um valor mais estável pela aplicação de um condensador em paralelo com a carga. Esta abordagem não foi considerada no presente estudo pelo facto de apenas ser de interesse regular a tensão no barramento DC pelo controlo do *duty-dycle* do Conversor DC/DC isolado. Por esta razão, apenas o modelo ideal do conversor foi adoptado excluindo a análise dos efeitos indutivos e capacitivos do conversor durante a transferência de energia do barramento DC para a carga resistiva.

Capítulo 9

Conclusão

O presente trabalho de Doutoramento teve como objectivo o dimensionamento e análise de um gerador linear de relutância variável comutado tubular com aplicação em sistemas de accionamento directo para o aproveitamento da energia das ondas do mar. Como tecnologia de conversão foi considerado o dispositivo de absorção pontual o qual é caracterizado por um movimento vertical oscilante de baixa frequência.

Tendo como principal objectivo o dimensionamento e controlo do gerador linear, o estudo das ondas do mar e do funcionamento do dispositivo de absorção pontual centrou-se nos conceitos fundamentais necessários à realização do presente trabalho.

Foi feito o enquadramento do recurso energético das ondas do mar para o caso Europeu onde se verificou o elevado potencial associado esta fonte de energia, especialmente em Portugal que, além de ser caracterizado por elevada densidade energética ao longo da sua costa, é um dos países com maior participação na investigação e desenvolvimento de tecnologias adequadas ao seu aproveitamento.

Sendo o funcionamento do gerador condicionado pelas ondas do mar, houve necessidade de adquirir conhecimento sobre este recurso energético com a finalidade de, não só, quantificar o seu conteúdo energético como também avaliar a sua influência no comportamento dinâmico do sistema de conversão.

Para o estudo hidrodinâmico das ondas foi utilizada a teoria linear que idealiza o movimento ondulatório da superfície. Nesta teoria a análise é confinada a uma onda regular, de perfil sinusoidal, e permite estimar as propriedades dinâmicas e cinemáticas das ondas com precisão suficiente para a maioria das aplicações práticas.

Foi feita a análise do recurso energético das ondas em quatro locais da costa Portuguesa. Para o efeito, foi realizada uma avaliação paramétrica do estado do mar na qual se consideraram, para cada local, 1460 observações efectuadas em períodos de 6 horas durante o ano de 2013. Os dados marítimos foram providenciados pelo *Instituto Português do Mar e Atmosfera*. Em cada observação, as ondas referentes ao respectivo estado marítimo foram caracterizadas por uma altura significativa, uma altura máxima, um período médio e um período de pico. O período energético, não tendo sido disponibilizado, foi estimado a partir do período médio. A representação energética de cada estado marítimo foi feita pela altura significativa e período energético. Para as observações referentes a estes dois parâmetros, foi estimada a respectiva densidade de probabilidade de ocorrência conjunta de *Kernel* e a distribuição de densidade de energia anual. Com base nos resultados obtidos, foram estabelecidos dois casos de estudo. O Caso 1 foi associado às condições marítimas definidas pela altura significativa e pelo período energético com maior probabilidade de ocorrência e o Caso 2, ao estado marítimo caracterizado pela altura significativa e período energético para os quais a densidade de energia anual é superior.

Foram descritos os princípios de funcionamento dos sistemas de absorção pontual assim como as forças envolventes durante o processo de extracção de energia. Foi definido o modelo matemático que rege o comportamento do dispositivo de absorção pontual considerado neste estudo e foram estabelecidas as expressões analíticas para o cálculo dos elementos mecânicos

do sistema, necessários à sua solução.

Dando maior ênfase a máquinas lineares, foram apresentados os vários tipos de configurações estruturais adoptados para a construção de máquinas de relutância variável comutadas, assim como os conversores electrónicos de potência mais utilizados para o seu funcionamento. Foram enunciados os princípios de conversão energética subjacentes a este tipo de máquina e descritos os vários modos de operação em regime de geração eléctrica. Os materiais mais utilizados para construção de núcleos ferromagnéticos em máquinas eléctricas foram analisados. Identificou-se como melhor opção a utilização de um núcleo formado por laminações de aço-silício de liga AISI M19. Apesar desta abordagem não ser, em termos de execução prática, a mais adequada para o tipo de gerador pretendido no presente trabalho, verificou-se que é um processo exequível por ter sido já realizado na construção de um gerador eléctrico de topologia tubular. Por esta razão foi considerada a hipótese de utilização de um núcleo ferromagnético laminado para o gerador linear de relutância variável comutado tubular em estudo neste trabalho.

Com base nas várias configurações de máquina de relutância variável comutada identificadas na literatura, foram propostos quatro modelos estruturais, de três fases eléctricas, como possíveis soluções para o gerador linear de relutância variável comutado tubular pretendido. Para cada modelo foram definidas duas configurações possíveis com base na localização do primário, o qual pode estar localizado no interior ou no exterior do gerador.

Para cada modelo estrutural foi estabelecido um processo de cálculo para o seu dimensionamento. Identificaram-se os parâmetros dimensionais que permitem definir a estrutura do gerador, assim como as condições geométricas necessárias a um funcionamento correcto. O dimensionamento proposto tem como objectivo projectar um gerador que desenvolva um determinado valor médio de força axial para uma dada velocidade de deslocamento. Para o efeito é dimensionada uma estrutura para a qual a variação da co-energia magnética durante o ciclo de conversão é igual à energia mecânica fornecida, durante o mesmo período de tempo, pela força linear inicialmente especificada.

Verificou-se que, para o projecto do gerador, não é possível conseguir uma solução explícita. O procedimento analítico requer um conhecimento prévio das características electromagnéticas da máquina para que a co-energia magnética possa ser calculada. Além disso, alguns parâmetros dimensionais necessitam de ser, inicialmente, especificados pelo projectista para que a estrutura possa ser completamente definida. Por esta razão, o projecto proposto foi definido como um problema de optimização, o qual admite como variáveis de optimização os parâmetros dimensionais que necessitam de ser arbitrados.

Para a operação e controlo do gerador foi considerado o conversor electrónico de potência assimétrico com auto-excitação. Nesta configuração electrónica, a energia eléctrica gerada pelo sistema é entregue a uma carga resistiva por intermédio de um conversor DC/DC isolado. Este último elemento foi admitido no sistema com o objectivo de manter a tensão no barramento DC perto de um valor de referência e alimentar a carga a níveis de tensão inferiores.

Para a análise do seu comportamento dinâmico, foi formulado o modelo matemático do sistema de conversão associado ao gerador linear de relutância variável comutado tubular. O modelo matemático é composto por equações diferenciais que contabilizam os fenómenos de conversão de energia do gerador através das respectivas características electromagnéticas, as quais são definidas em função da posição eléctrica e da intensidade da corrente na fase.

Foram referidos os métodos de controlo mais utilizados em geradores de relutância variável comutados. Para operações a baixas velocidades, como esperado para o gerador em estudo no presente trabalho, a intensidade da corrente eléctrica tende a diminuir durante o período de

geração. Por esta razão é necessário manter a sua intensidade perto de um valor de referência durante o ciclo de conversão. Com este objectivo, foi adoptado o controlo por histerese que permite confinar a intensidade da corrente eléctrica dentro de um intervalo de valores próximos do valor de referência. Com este tipo de controlo, o ciclo de conversão é caracterizado por períodos de excitação e de geração consecutivos. O desempenho do controlador de histerese é regido pelas posições eléctricas que estabelecem os limites do ciclo de conversão, pela banda de histerese que define o intervalo de valores dentro do qual a corrente eléctrica é mantida e pela corrente eléctrica de referência.

A estratégia proposta define as posições eléctricas mencionadas e a banda de histerese, em função da velocidade do secundário e da corrente eléctrica da referência, a partir de um conjunto de combinações previamente calculadas para maximizar a geração de energia eléctrica.

Foi proposta uma estratégia de controlo do gerador com finalidade de aumentar o desempenho de conversão do dispositivo de absorção pontual, face ao regime de geração variável a que se encontra sujeito. A estratégia proposta procura regular o valor da corrente de referência utilizada pelo controlador de histerese em função da velocidade do secundário. Assim, é feito o ajuste da força que o gerador exerce no dispositivo de modo a maximizar a extracção de energia das ondas incidentes.

Pela necessidade de encontrar soluções óptimas, foram descritos dois métodos de optimização adequados aos problemas não-lineares que caracterizam o projecto do sistema de geração eléctrica exposto no presente trabalho. O método do Enxame de Partículas e o método do Complexo de Box foram adaptados para o dimensionamento estrutural dos vários modelos propostos como gerador linear e para cálculo dos parâmetros que regem o controlo do sistema de geração. Para o dimensionamento estrutural foram formulados dois problemas de optimização. Com base nas expressões analíticas apresentadas formulou-se o projecto analítico, caracterizado por um número reduzido de variáveis de optimização cuja solução procura fornecer uma estrutura electromagnética com capacidade de desenvolver a força pretendida. Utilizando a análise de elementos finitos, o projecto estrutural foi estendido para um maior número de variáveis de optimização e assumiu uma função objectivo com vários níveis de avaliação. Com esta abordagem procurou-se limitar o nível de saturação do gerador e aumentar as suas capacidades de geração, em acréscimo à aptidão para desenvolver a força linear para este especificada. Para quantificar a capacidade de geração de cada modelo, durante o processo de optimização estrutural, foi estabelecido o factor de geração G que representa a força contra-electromotriz que o gerador consegue desenvolver em regime linear de magnetização.

Na optimização dos parâmetros referentes ao conversor e à estratégia de controlo proposta, recorreu-se ao modelo matemático do gerador e do dispositivo de absorção pontual para o cálculo da função objectivo pretendida. Foram considerados três modelos computacionais para a avaliação do comportamento dinâmico do sistema de conversão. O Modelo 1 permite avaliar a resposta transitória do gerador para determinados valores de velocidade. A força do gerador não tem qualquer influência na cinemática do sistema conversor e a energia gerada é entregue directamente a uma carga resistiva. O Modelo 2 difere do modelo anterior pela presença do conversor DC/DC entre a carga resistiva e o conversor electrónico de potência. Este último modelo foi implementado de modo a possibilitar a optimização do controlador PI referente ao conversor DC/DC em cenários de velocidade variável. A implementação computacional do sistema de absorção pontual foi realizada com o Modelo 3, o qual integra o Modelo 2 com o modelo matemático que rege o comportamento dinâmico do sistema oscilante responsável pela extracção de energia das ondas.

A análise de elementos finitos foi efectuada no *software* comercial *MagNet*® e as forças

hidrodinâmicas exercidas no corpo flutuante foram calculadas pelo *software Nemoh*. Os modelos matemáticos avaliados foram implementados em ambiente *Simulink*[®]. Todo o processo de cálculo computacional apresentado neste trabalho, assim como a execução e controlo das ferramentas de análise anteriormente descritas, foram realizados em linguagem própria da plataforma *Matlab*[®].

Com base na caracterização marítima efectuada para os quatro locais da costa Portuguesa considerados, foi elegido o Cabo da Roca como posição geográfica mais adequada para a implementação do dispositivo de absorção pontual em estudo. Apesar de não ter sido classificado com os valores superiores de densidade de energia, o Cabo da Roca apresenta a maior profundidade sendo, por isso, dos quatro locais analisados, a opção mais prática para a instalação do dispositivo de absorção pontual.

De acordo com os resultados da análise estatística efectuada para o Cabo da Roca, foi definida uma onda regular representativa do estado marítimo referente a cada caso de estudo. O diâmetro do corpo flutuante foi estabelecido em conformidade com as dimensões de corpos flutuantes já implementados em protótipos experimentais. Em função da extensão do corpo flutuante e das características da onda regular nele incidente foram estimados, para cada caso de estudo, os valores máximos para a força mecânica e para a velocidade de deslocamento a que o sistema oscilante poderia estar sujeito. Estes valores foram admitidos como requisitos de projecto do gerador linear de relutância variável comutado tubular. Para a solução do projecto analítico foi utilizado o método do Enxame de Partículas. Para todos os restantes processos de optimização foi considerado o método do Complexo de Box. Para este último método verificou-se menor tempo de execução e, por esta razão, foi adoptado para encontrar a solução de problemas para os quais a função objectivo fosse caracterizada por longos períodos de avaliação, em consequência da análise de modelos numéricos.

Para a força linear especificada em cada caso de estudo foram realizados o projecto analítico e o projecto numérico dos quatro modelos estruturais propostos. Tendo, cada modelo, duas configurações distintas foram, para cada caso de estudo, considerados oito geradores.

Cada gerador foi analisado pelo método de elementos finitos com a finalidade de validar as suas características. Para todos os modelos observou-se uma diferença significativa entre os valores numéricos e analíticos calculados para as respectivas grandezas electromagnéticas. Deste modo concluiu-se que o projecto analítico não permite o dimensionamento de uma estrutura electromagnética com capacidade de cumprir os requisitos pretendidos.

O projecto numérico revelou ser muito mais exacto apesar ser caracterizado por longos períodos de execução. Para os geradores dimensionados pelo projecto numérico verificou-se bastante proximidade entre o valor médio da força axial electromecânica e o valor para esta pretendido. Um novo processo de optimização foi aplicado ao modelo matemático de cada gerador dimensionado, com o objectivo de calcular os valores da banda de histerese e da tensão no barramento DC que, para um ciclo de conversão fixo, permitissem gerar mais energia à velocidade máxima especificada.

Pela análise electromagnética estática de cada modelo estrutural e pela avaliação do respectivo comportamento dinâmico concluiu-se que o Modelo *A* não é adequado para geração eléctrica. Neste modelo, em ambas as configurações, apenas o circuito magnético correspondente à fase A permite estabelecer um perfil de indutância magnética adequada para geração eléctrica. As fases B e C e não partilham a mesma característica e, por isso, comprometem o desempenho de conversão do gerador. Através dos resultados obtidos para os restantes modelos estruturais concluiu-se que o factor de geração *G* proposto não é determinante na quantificação da força contra-electromotriz que cada gerador consegue desenvolver. Na presença de satu-

ração magnética, a força contra-electromotriz pode atingir valores superiores ao esperado em condições de regime linear de magnetização.

Concluiu-se também que a força electromotriz não é o único factor que determina a capacidade de geração eléctrica. Geradores com valores inferiores de força electromotriz conseguem maior desempenho se realizarem a conversão a uma potência eléctrica superior. Esta é estabelecida pela corrente eléctrica na fase e pela tensão aos seus terminais, a qual é imposta pela tensão do barramento DC. Pelo processo de optimização do modelo matemático verificaram-se maiores valores de potência eléctrica gerada para valores superiores de tensão no barramento DC. No entanto, por razões de aplicabilidade prática, os valores admitidos para esta grandeza foram limitados no presente estudo. A tensão no barramento DC influencia, também, a capacidade de magnetização da máquina. Concluiu-se que em geradores com valores de indutância própria elevados é necessário maior valor de tensão para que a corrente na fase atinja o valor de referência pretendido durante o tempo disponível para o período de excitação. Por esta razão, procurou-se evitar valores elevados de indutância para que os níveis de tensão considerados para o barramento DC pudessem ser suficientes. Para o efeito, procurou-se diminuir o número de espiras por fase e aumentar o valor da corrente eléctrica.

Apenas as perdas por efeito de Joule foram quantificadas. No entanto, em consequência dos baixos valores calculados para a frequência eléctrica de operação dos vários modelos, considera-se que as perdas magnéticas por correntes de *Foucault* sejam bastante reduzidas. As perdas por histerese apenas se verificam no secundário de cada gerador uma vez que apenas nesta parte ocorre inversão do campo magnético induzido por cada fase eléctrica. Pelo facto de a corrente eléctrica apresentar sempre o mesmo sentido de circulação, o núcleo ferromagnético do primário não é sujeito a magnetização inversa e, por esta razão, não ocorrem perdas energéticas em consequência da extinção do campo magnético remanescente.

Tendo como critério de selecção o valor médio de potência eléctrica gerada, o Modelo *B* e o Modelo *C*, com o primário localizado no interior, foram elegidos como melhores candidatos para as condições marítimas referentes ao Caso 1 e ao Caso 2, respectivamente.

Com os modelos de gerador seleccionados para cada caso de estudo procedeu-se à análise do sistema de conversão de energia das ondas. Em acordo com os novos valores de massa obtidos para o secundário de cada gerador, as forças hidrodinâmicas exercidas pela onda regular, considerada em cada caso de estudo, foram novamente calculadas. Para a força de excitação exercida no corpo oscilante do Caso 1 verificou-se uma diferença significativa entre o novo valor calculado e o valor inicialmente estimado para esta. Deste modo, para o caso de estudo referido, o diâmetro do corpo flutuante foi ajustado de modo a aproximar a força de excitação ao valor máximo especificado no dimensionamento do gerador respectivo.

Os parâmetros de controlo, nomeadamente as posições eléctricas de comutação e a banda de histerese, foram optimizados com o objectivo de maximizar o valor médio da potência eléctrica, para diferentes combinações de velocidade e de intensidade de corrente de referência. Com os resultados obtidos, os valores óptimos de cada parâmetro de controlo foram representados em função da velocidade de propagação e da corrente de referência aplicada ao gerador.

Os ganhos do controlador PI associado ao conversor DC/DC foram calculados com o objectivo de estabilizar a tensão no barramento DC durante o seu funcionamento. Os ganhos proporcional e integral foram sujeitos a um processo de optimização, no qual se pretendeu minimizar o valor integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo associado ao erro verificado entre a tensão no barramento e o valor nominal para esta pretendido. O erro de tensão foi calculado pela avaliação do modelo matemático do gerador, onde foi admitido um perfil sinusoidal de velocidade com o intuito de promover um cenário de geração variável. Em cada simulação, a

intensidade da corrente de referência foi mantida no seu valor máximo e as posições eléctricas de comutação e da banda de histerese foram estabelecidas, em função da velocidade, a partir dos valores óptimos já calculados.

Por fim procedeu-se à análise do dispositivo de absorção pontual com o gerador linear de relutância variável comutado tubular. Foi avaliada a estratégia proposta para a maximização da extracção de energia por parte do dispositivo. Esta consiste em regular a força exercida pelo gerador por intermédio do controlo da intensidade da corrente de referência admitida no controlador de histerese. Os valores referentes ao período de actualização e ao valor incremental da corrente foram calculados por optimização do modelo matemático considerado para o dispositivo de absorção pontual. Para os restantes parâmetros de controlo, consideraram-se os valores óptimos já obtidos os quais, no modelo matemático, são dados em função da velocidade do corpo oscilante e da intensidade da corrente de referência.

A análise do dispositivo de absorção pontual foi realizada para um cenário com corrente de referência variável, fornecida pela estratégia de controlo proposta, e para cenários com corrente de referência constante, nos quais diferentes valores foram avaliados. Dos resultados obtidos das simulações com corrente de referência constante, verificou-se que o sistema consegue desenvolver maior potência eléctrica com intensidades de corrente de referência inferiores ao valor máximo para esta dimensionado. No entanto, o melhor cenário de geração eléctrica verificado, em ambos os casos de estudo, nas simulações do controlo com corrente de referência constante não supera o desempenho conseguido pelo controlo com corrente de referência variável, o qual permite atingir maior valor médio de potência eléctrica gerada e maior eficiência de conversão, para ambos os casos de estudo. Assim, concluiu-se que estratégia de controlo proposta é adequada para as condições de carga variável impostas por uma onda regular no dispositivo de absorção pontual.

Concluiu-se que sistema de conversão dimensionado para Caso 2 é preferível uma vez que, apesar de apresentar maiores dimensões, é caracterizado por maior capacidade de extracção de energia. Deste modo, a utilização do sistema dimensionado para o Caso 2 permite um melhor aproveitamento do recurso de energia das ondas.

Sugestões para trabalhos futuros

Em trabalhos futuros sugere-se a construção de um protótipo com escala reduzida para a verificação experimental do dimensionamento proposto e do modelo matemático formulado assim como, para validar a estratégia de controlo apresentada.

Dos conversores electrónicos de potência identificados apenas o conversor assimétrico foi considerado para análise. Para avaliar a potência eléctrica fornecida pelo gerador, foi considerada uma carga resistiva. Propõe-se que o funcionamento do sistema de geração seja analisado para outros conversores de potência e que seja avaliada a sua integração com sistemas de armazenamento de energia, bem como com sistemas de entrega de energia eléctrica à rede de distribuição.

As várias configurações estruturais tubulares propostas, neste trabalho, para o gerador linear de relutância variável comutado são caracterizadas por circuitos de fluxo magnético longitudinal e três fases eléctricas. Sugere-se que seja efectuado o estudo de estruturas de fluxo transversal para este tipo de máquinas, assim como para configurações com diferente número de fases.

O sistema de conversão neste trabalho foi avaliado para as condições ideais de carga, impos-

tas por uma onda regular. O desempenho do mesmo sistema deverá ser analisado para condições marítimas mais próximas da realidade com a finalidade de verificar a sua aplicabilidade prática.

Bibliografia

- [1] E. Rusu and F. Onea, "Estimation of the wave energy conversion efficiency in the Atlantic Ocean close to the European islands," *Renewable Energy*, vol. 85, pp. 687--703, 2016.
- [2] S. Astariz and G. Iglesias, "The economics of wave energy: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 45, pp. 397--408, 2015.
- [3] G. Iglesias, M. López, R. Carballo, A. Castro, J. A. Fraguera, and P. Frigaard, "Wave energy potential in Galicia (NW Spain)," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 11, pp. 2323--2333, 2009.
- [4] C. Guedes Soares, A. R. Bento, M. Gonçalves, D. Silva, and P. Martinho, "Numerical evaluation of the wave energy resource along the Atlantic European coast," *Computers & Geosciences*, vol. 71, pp. 37--49, 2014.
- [5] R. P. G. Mendes, M. R. A. Calado, and S. J. P. S. Mariano, "Wave energy potential in Portugal-Assessment based on probabilistic description of ocean waves parameters," *Renewable Energy*, vol. 47, no. 0, pp. 1--8, 2012.
- [6] D. Vicinanza, P. Contestabile, and V. Ferrante, "Wave energy potential in the north-west of Sardinia (Italy)," *Renewable Energy*, vol. 50, no. 0, pp. 506--521, 2013.
- [7] D. Silva, E. Rusu, and C. Soares, "Evaluation of Various Technologies for Wave Energy Conversion in the Portuguese Nearshore," *Energies*, vol. 6, no. 3, p. 1344, 2013.
- [8] L. Rusu and F. Onea, "Assessment of the performances of various wave energy converters along the European continental coasts," *Energy*, vol. 82, pp. 889--904, 2015.
- [9] Y. Hong, R. Waters, C. Boström, M. Eriksson, J. Engström, and M. Leijon, "Review on electrical control strategies for wave energy converting systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 31, pp. 329--342, 2014.
- [10] L. Castro-Santos, G. P. Garcia, A. Estanqueiro, and P. A. P. S. Justino, "The Levelized Cost of Energy (LCOE) of wave energy using GIS based analysis: The case study of Portugal," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 65, pp. 21--25, 2015.
- [11] J. Cruz, *Ocean Wave Energy: Current Status and Future Prepectives*. Springer-Verlag, 2008.
- [12] M. E. McCormick, *Ocean Wave Energy Conversion*. Dover, 2007.
- [13] R. Sorensen, *Basic Coastal Engineering*. Springer, 2006.
- [14] M. E. McCormick, *Ocean Engineering Mechanics: With applications*. Cambridge University Press, 2010.
- [15] J. Falnes, *Ocean Waves and Oscillating Systems: Linear Interations Including Wave-Energy Extractions*. Cambride University Press, 2002.
- [16] J. Goggins and W. Finnegan, "Shape optimisation of floating wave energy converters for a specified wave energy spectrum," *Renewable Energy*, vol. 71, pp. 208--220, 2014.
- [17] C. Lucas and C. Guedes Soares, "On the modelling of swell spectra," *Ocean Engineering*, vol. 108, pp. 749--759, 2015.

- [18] A. Romolo, G. Malara, V. Laface, and F. Arena, "Space-time long-term statistics of ocean storms," *Probabilistic Engineering Mechanics*, 2015.
- [19] W. Sheng, R. Alcorn, and A. Lewis, "On improving wave energy conversion, part II: Development of latching control technologies," *Renewable Energy*, vol. 75, pp. 935--944, 2015.
- [20] P. Lenée-Bluhm, R. Paasch, and H. T. Özkan Haller, "Characterizing the wave energy resource of the US Pacific Northwest," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 8, pp. 2106--2119, 2011.
- [21] V. Sanil Kumar and K. Ashok Kumar, "Spectral characteristics of high shallow water waves," *Ocean Engineering*, vol. 35, no. 8-9, pp. 900--911, 2008.
- [22] G. Iglesias and R. Carballo, "Wave resource in El Hierro—an island towards energy self-sufficiency," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 2, pp. 689--698, 2011.
- [23] F. Arena, V. Laface, G. Malara, A. Romolo, A. Viviano, V. Fiamma, G. Sannino, and A. Carrillo, "Wave climate analysis for the design of wave energy harvesters in the Mediterranean Sea," *Renewable Energy*, vol. 77, pp. 125--141, 2015.
- [24] P. Contestabile, V. Ferrante, and D. Vicinanza, "Wave Energy Resource along the Coast of Santa Catarina (Brazil)," *Energies*, vol. 8, no. 12, p. 12423, 2015.
- [25] D. N. V. AS, "Recommended Practice DNV-RP-C205: Environmental Conditions and Environmental Loads," Tech. Rep., April 2014.
- [26] Z. Cheng, J. Yang, Z. Hu, and L. Xiao, "Frequency/time domain modeling of a direct drive point absorber wave energy converter," *Science China Physics, Mechanics and Astronomy*, vol. 57, no. 2, pp. 311--320, 2013.
- [27] R. Waters, J. Engström, J. Isberg, and M. Leijon, "Wave climate off the Swedish west coast," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 6, pp. 1600--1606, 2009.
- [28] J. F. G. Z. I. Botev and D. P. Kroese, "Kernel Density Estimation via diffusion," *The Annals of Statistics*, vol. 38, no. 5, p. 2916-2957, 2010.
- [29] R. Ekström, B. Ekergård, and M. Leijon, "Electrical damping of linear generators for wave energy converters—A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 42, pp. 116--128, 2015.
- [30] M. S. Lagoun, A. Benalia, and M. E. H. Benbouzid, "Ocean wave converters: State of the art and current status," in *Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), 2010 IEEE International*, pp. 636--641.
- [31] A. F. d. O. Falcão, "Modelling and control of oscillating-body wave energy converters with hydraulic power take-off and gas accumulator," *Ocean Engineering*, vol. 34, no. 14-15, pp. 2021--2032, 2007.
- [32] P. C. Vicente, A. F. d. O. Falcão, and P. A. P. Justino, "Nonlinear dynamics of a tightly moored point-absorber wave energy converter," *Ocean Engineering*, vol. 59, no. 0, pp. 20--36, 2013.
- [33] K. K. Ahn, D. Q. Truong, H. H. Tien, and J. I. Yoon, "An innovative design of wave energy converter," *Renewable Energy*, vol. 42, no. 0, pp. 186--194, 2012.

- [34] D. Elwood, A. Schacher, K. Rhinefrank, J. Prudell, S. Yim, E. Amon, T. Brekken, and A. von Jouanne, "Numerical modeling and ocean testing of a direct-drive wave energy device utilizing a permanent magnet linear generator for power take-off," in *28th International Conference on Ocean, Offshore and Arctic Engineering, OMAE2009*, ser. Proceedings of the International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering - OMAE, vol. 4. American Society of Mechanical Engineers, 2009, pp. 817--824.
- [35] A. F. d. O. Falcão, "Wave energy utilization: A review of the technologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, no. 3, pp. 899--918, 2010.
- [36] J. Pastor and Y. Liu, "Frequency and time domain modeling and power output for a heaving point absorber wave energy converter," *International Journal of Energy and Environmental Engineering*, vol. 5, no. 2, pp. 1--13, 2014.
- [37] M. Eriksson, J. Isberg, and M. Leijon, "Hydrodynamic modelling of a direct drive wave energy converter," *International Journal of Engineering Science*, vol. 43, no. 17-18, pp. 1377--1387, 2005.
- [38] J. Engström, V. Kurupath, J. Isberg, and M. Leijon, "A resonant two body system for a point absorbing wave energy converter with direct-driven linear generator," *Journal of Applied Physics*, vol. 110, no. 12, p. 124904, 2011.
- [39] Y. Gao, S. Shao, H. Zou, M. Tang, H. Xu, and C. Tian, "A fully floating system for a wave energy converter with direct-driven linear generator," *Energy*, vol. 95, pp. 99--109, 2016.
- [40] D. Son, V. Belissen, and R. W. Yeung, "Performance validation and optimization of a dual coaxial-cylinder ocean-wave energy extractor," *Renewable Energy*, vol. 92, pp. 192--201, 2016.
- [41] M. G. de Sousa Prado, F. Gardner, M. Damen, and H. Polinder, "Modelling and test results of the Archimedes wave swing," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part A: Journal of Power and Energy*, vol. 220, no. 8, pp. 855--868, 2006.
- [42] L. Sjökvist, R. Krishna, M. Rahm, V. Castellucci, H. Anders, and M. Leijon, "On the Optimization of Point Absorber Buoys," *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 2, no. 2, p. 477, 2014.
- [43] D. Elwood, S. C. Yim, J. Prudell, C. Stlinger, A. von Jouanne, T. Brekken, A. Brown, and R. Paasch, "Design, construction, and ocean testing of a taut-moored dual-body wave energy converter with a linear generator power take-off," *Renewable Energy*, vol. 35, no. 2, pp. 348--354, 2010.
- [44] Z. Chen, H. Yu, C. Liu, and L. Hong, "Design, construction and ocean testing of wave energy conversion system with permanent magnet tubular linear generator," *Transactions of Tianjin University*, vol. 22, no. 1, pp. 72--76, 2016.
- [45] J. Falnes, "A review of wave-energy extraction," *Marine Structures*, vol. 20, no. 4, pp. 185--201, 2007.
- [46] Y.-L. Wang, "Design of a cylindrical buoy for a wave energy converter," *Ocean Engineering*, vol. 108, pp. 350--355, 2015.

- [47] A. F. d. O. Falcão, "Phase control through load control of oscillating-body wave energy converters with hydraulic PTO system," *Ocean Engineering*, vol. 35, no. 3-4, pp. 358--366, 2008.
- [48] H. Yavuz, S. Mistikoğlu, and T. Stallard, "Processing irregular wave measurements to enhance point absorber power capture performance," *Ocean Engineering*, vol. 38, no. 4, pp. 684--698, 2011.
- [49] A. Babarit, J. Hals, M. J. Muliawan, A. Kurniawan, T. Moan, and J. Krokstad, "Numerical benchmarking study of a selection of wave energy converters," *Renewable Energy*, vol. 41, no. 0, pp. 44--63, 2012.
- [50] R. Genest, F. Bonnefoy, A. H. Clément, and A. Babarit, "Effect of non-ideal power take-off on the energy absorption of a reactively controlled one degree of freedom wave energy converter," *Applied Ocean Research*, vol. 48, pp. 236--243, 2014.
- [51] G. D. A. Barbarit, "Theoretical and numerical aspects of the open source BEM solver NEMOH," in *Proc. of the 11th European Wave and Tidal Energy Conference (EWTEC2015)*, 2015.
- [52] D. N. V. AS, "Recommended Practice DNV-RP-H103: Modelling and Analysis of Marine Operations," Tech. Rep., February 2014.
- [53] P. J. B. F. N. Beirão and C. M. d. S. P. Malça, "Design and analysis of buoy geometries for a wave energy converter," *International Journal of Energy and Environmental Engineering*, vol. 5, no. 2, pp. 1--11, 2014.
- [54] S. Bozzi, A. Miquel, A. Antonini, G. Passoni, and R. Archetti, "Modeling of a Point Absorber for Energy conversion in Italian Seas," *Energies*, vol. 6, no. 6, pp. 3033--3051, 2013.
- [55] I. Boldea and S. Nasar, *Linear Electric Actuators and Generators*. Cambridge University Press, 2005.
- [56] S. Méndez, A. Martínez, C. E. Montaña, W. Millan, E. Oyarbide, and F. J. Pérez, "Design and characterization of a 1 kW AC self - excited Switched Reluctance Generator," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2011, pp. 1789--1794.
- [57] J. F. Pan, Z. Yu, N. Cheung, and C. Guang-Zhong, "On the Voltage Ripple Reduction Control of the Linear Switched Reluctance Generator for Wave Energy Utilization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5298--5307, 2014.
- [58] L. Moreau, M. E. Zaïm, and M. Machmoum, "Electromagnetic design optimization of a low speed Slotted Switched Reluctance Machine using genetic algorithm," in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, Sept 2012, pp. 233--237.
- [59] A. Arifin, I. H. Al-Bahadly, and S. C. Mukhopadhyay, "Simulation of Switched Reluctance Generator in Low and Medium Speed Operations for Wind Energy Application," *ISRN Renewable Energy*, vol. 2012, no. 327296, p. 13, 2012.
- [60] D. Choi, J. Li, N. Sun, and Y. Cho, "Comparison of single and dual stator configurations of switched reluctance generator," *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 39, no. 1, pp. 851--857, 2012.

- [61] T. Wang, D. He, Q. Wang, Y. Huo, L. Lu, and J. Li, "Power balance control for switched reluctance generator integrated in DC microgrid," in *2015 International Conference on Advanced Mechatronic Systems (ICAMEchS)*, Aug 2015, pp. 594--598.
- [62] L. Xiong, B. Xu, H. Gao, and L. Xu, "A novel algorithm of switched reluctance generator for maximum power point tracking in wind turbine application," in *2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, April 2009, pp. 1--5.
- [63] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, Y. J. Bao, P. L. Leung, and N. Cheung, "Switched Reluctance Generators with Hybrid Magnetic Paths for Wind Power Generation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 3863--3866, Nov 2012.
- [64] Z. Huang, L. Yi, H. Peng, and K. Zhong, "Research and control of SRG for variable-speed wind energy applications," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, May 2009, pp. 2238--2243.
- [65] L. Zhenguo, M. Jian, Z. Chunjiang, L. Dong-Hee, and A. Jin-Woo, "Research of switched reluctance wind power generator system based on variable generation voltage converter," in *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct 2010, pp. 418--421.
- [66] Q. Ming, D. Lei, H. Xiaojian, and L. Xiaozhong, "A rapid design method for high speed aeronautic switched reluctance generator," in *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE)*, April 2011, pp. 1937--1941.
- [67] S. Shoujun, L. Weiguo, D. Peitsch, and U. Schaefer, "Detailed design of a High Speed Switched Reluctance Starter/Generator for More/All Electric Aircraft," *Chinese Journal of Aeronautics*, vol. 23, no. 2, pp. 216--226, 2010.
- [68] V. Valdivia, R. Todd, F. J. Bryan, A. Barrado, A. Lázaro, and A. J. Forsyth, "Behavioral Modeling of a Switched Reluctance Generator for Aircraft Power Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2690--2699, June 2014.
- [69] M. Michon, S. D. Calverley, R. E. Clark, D. Howe, M. McClelland, and P. Sykes, "Switched reluctance turbo-generator for exhaust gas energy recovery," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, Aug 2006, pp. 1801--1807.
- [70] J. Faiz and K. Moayed-Zadeh, "Design of switched reluctance machine for starter/generator of hybrid electric vehicle," *Electric Power Systems Research*, vol. 75, no. 2-3, pp. 153--160, 2005.
- [71] M. Calado, P. Godinho, and S. Mariano, "Design of a new linear generator for wave energy conversion based on analytical and numerical analyses," *JOURNAL OF RENEWABLE AND SUSTAINABLE ENERGY*, vol. 4, no. 3, pp. 033 117--1--033 117--11, May 2012.
- [72] J. Du, D. Liang, L. Xu, and Q. Li, "Modeling of a Linear Switched Reluctance Machine and Drive for Wave Energy Conversion Using Matrix and Tensor Approach," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 1334--1337, June 2010.
- [73] G. Brady, C. O'Loughlin, J. Massey, D. Griffiths, and C. Villegas, "Design and test of a linear switched reluctance generator for use in wave-energy applications," presented at *4th International Conference on Ocean Energy (ICOE 2012)*, 17-19 October, Dublin, 2012.

- [74] Z. G. Sun, N. C. Cheung, S. W. Zhao, Y. Lu, and Z. H. Shi, "Design and simulation of a linear switched reluctance generator for wave energy conversion," in *2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, June 2011, pp. 1--5.
- [75] J. F. Pan, Y. Zou, N. C. Cheung, and G. z. Cao, "Design and optimization for the linear switched reluctance generator," in *2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, June 2011, pp. 1--5.
- [76] H. Chen, X. Wang, and H. Zeng, "Electromagnetic design of Switched Reluctance Linear Machine," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, May 2009, pp. 836--840.
- [77] H. Chen, X. Wang, J. J. Gu, and S. Lu, "Design of bilateral Switched Reluctance Linear Generator," in *Electric Power and Energy Conference (EPEC), 2010 IEEE*, Aug 2010, pp. 1--5.
- [78] H. Chen, X. Wang, and J. J. Gu, "Sliding mode control of Switched Reluctance Linear Generator System," in *International Conference on Networking, Sensing and Control, 2009. ICNSC '09*, March 2009, pp. 779--782.
- [79] V. D. Dio, R. Miceli, and M. Trapanese, "The use of sea waves for generation of electrical energy: a linear tubular asynchronous electrical generator," in *OCEANS 2007*, Sept 2007, pp. 1--4.
- [80] M. A. Mueller, N. J. Baker, L. Ran, N. G. Chong, H. Wei, P. J. Tavner, and P. McKeever, "Experimental tests of an air-cored PM tubular generator for direct drive wave energy converters." in *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008.*, April 2008, pp. 747--751.
- [81] V. DelliColli, P. Cancelliere, F. Marignetti, R. DiStefano, and M. Scarano, "A Tubular-Generator Drive For Wave Energy Conversion," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1152--1159, June 2006.
- [82] J. Prudell, M. Stoddard, E. Amon, T. K. A. Brekken, and A. von Jouanne, "A Permanent-Magnet Tubular Linear Generator for Ocean Wave Energy Conversion," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2392--2400, Nov 2010.
- [83] C. A. Oprea, C. S. Martis, F. N. Jurca, D. Fodorean, L. Szabo, and L. Szabó, "Permanent Magnet Linear Generator for Renewable Energy Applications: Tubular vs. Four-Sided Structures," in *2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, June 2011, pp. 588--592.
- [84] R. P. G. Mendes, M. R. A. Calado, S. J. P. S. Mariano, and C. M. P. Cabrita, "Design of a tubular switched reluctance linear generator for wave energy conversion based on ocean wave parameters," in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference*, Sept 2011, pp. 146--151.
- [85] T. S. Parel, M. D. Rotaru, J. K. Sykulski, and G. E. Hearn, "Optimisation of a tubular linear machine with permanent magnets for wave energy extraction," *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 30, no. 3, pp. 1056--1068, 2011.

- [86] L. Szabo, C. Oprea, I. A. Viorel, and K. A. Biro, "Novel Permanent Magnet Tubular Linear Generator for Wave Energy Converters," in *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, vol. 2, May 2007, pp. 983--987.
- [87] D. M. Joseph and W. A. Cronje, "Design of a double-sided tubular permanent-magnet linear synchronous generator for wave-energy conversion," *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 27, no. 1, pp. 154--169, 2008.
- [88] C. T. Liu, C. L. Lin, C. C. Hwang, and C. H. Tu, "Compact Model of a Slotless Tubular Linear Generator for Renewable Energy Performance Assessments," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 1467--1470, June 2010.
- [89] M. Leijon, O. Danielsson, M. Eriksson, K. Thorburn, H. Bernhoff, J. Isberg, J. Sundberg, I. Ivanova, E. Sjöstedt, O. Agren, K. E. Karlsson, and A. Wolfbrandt, "An electrical approach to wave energy conversion," *Renewable Energy*, vol. 31, no. 9, pp. 1309--1319, 2006.
- [90] S. T. Boroujeni, J. Milimonfared, and M. Ashabani, "Design, Prototyping, and Analysis of a Novel Tubular Permanent-Magnet Linear Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 12, pp. 5405--5413, Dec 2009.
- [91] R. Vermaak and M. J. Kamper, "Experimental Evaluation and Predictive Control of an Air-Cored Linear Generator for Direct-Drive Wave Energy Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1817--1826, Nov 2012.
- [92] W. Li, K. T. Chau, and J. Z. Jiang, "Application of Linear Magnetic Gears for Pseudo-Direct-Drive Oceanic Wave Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 2624--2627, Oct 2011.
- [93] S. L. Ho, Q. Wang, S. Niu, and W. N. Fu, "A Novel Magnetic-Geared Tubular Linear Machine With Halbach Permanent-Magnet Arrays for Tidal Energy Conversion," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp. 1--4, Nov 2015.
- [94] P. Zheng, A. Chen, P. Thelin, W. M. Arshad, and C. Sadarangani, "Research on a Tubular Longitudinal Flux PM Linear Generator Used for Free-Piston Energy Converter," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 1, pp. 447--449, Jan 2007.
- [95] L. Huang, J. Liu, H. Yu, R. Qu, H. Chen, and H. Fang, "Winding Configuration and Performance Investigations of a Tubular Superconducting Flux-Switching Linear Generator," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp. 1--5, June 2015.
- [96] V. Petrus, A. C. Pop, C. S. Martis, J. Gyselinck, and V. Iancu, "Design and comparison of different Switched Reluctance Machine topologies for electric vehicle propulsion," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, Sept 2010, pp. 1--6.
- [97] P. C. Desai, M. Krishnamurthy, N. Schofield, and A. Emadi, "Novel Switched Reluctance Machine Configuration With Higher Number of Rotor Poles Than Stator Poles: Concept to Implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 649--659, Feb 2010.
- [98] B. Bilgin, A. Emadi, and M. Krishnamurthy, "Design considerations for Switched Reluctance Machines With a Higher Number of Rotor Poles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3745--3756, Oct 2012.

- [99] J. Corda and M. Wilkinson, "Modelling of static thrust characteristics of cylindrical linear switched reluctance actuator," in *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1995. (Conf. Publ. No. 412), Sep 1995, pp. 354--358.
- [100] J. Corda and B. Ouhab, "Electromagnetic design optimisation of a linear-cylindrical variable-reluctance motor," in *Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1999. (Conf. Publ. No. 468), 1999, pp. 276--280.
- [101] J. F. Llibre, N. Martinez, B. Nogarède, and P. Leprince, "Linear tubular switched reluctance motor for heart assistance circulatory: Analytical and finite element modeling," in *2011 10th International Workshop on Electronics, Control, Measurement and Signals (ECMS)*, June 2011, pp. 1--6.
- [102] I. Amdouni, L. E. Amraoui-Ouni, F. Gillon, M. Benrejeb, and P. Brochet, "Optimal Design Approaches for Linear Tubular Actuators," in *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, August 2012, pp. 186 -- 190.
- [103] I. A. Viorel, K. Hameyer, and L. Strete, "Transverse flux tubular switched reluctance motor," in *11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, 2008. OPTIM 2008., May 2008, pp. 131--136.
- [104] B.-S. Lee, H.-K. Bae, P. Vijayraghavan, and R. Krishnan, "Design of a linear switched reluctance machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp. 1571--1580, Nov 2000.
- [105] F. Daldaban and N. Ustkoyuncu, "A new double sided linear switched reluctance motor with low cost," *Energy Conversion and Management*, vol. 47, no. 18-19, pp. 2983--2990, 2006.
- [106] F. Daldaban and N. Ustkoyuncu, "A novel linear switched reluctance motor for railway transportation systems," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 3, pp. 465--469, 2010.
- [107] H. S. Lim and R. Krishnan, "Ropeless Elevator With Linear Switched Reluctance Motor Drive Actuation Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2209--2218, Aug 2007.
- [108] U. S. Deshpande, J. J. Cathey, and E. Richter, "High-force density linear switched reluctance machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 345--352, Mar 1995.
- [109] U. Deshpande, "Two-dimensional finite-element analysis of a high-force-density linear switched reluctance machine including three-dimensional effects," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 1047--1052, Jul 2000.
- [110] N. S. Lobo, H. S. Lim, and R. Krishnan, "Comparison of Linear Switched Reluctance Machines for Vertical Propulsion Application: Analysis, Design, and Experimental Correlation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1134--1142, July 2008.
- [111] J. Pan, "Investigation of a low-power, double-sided switched reluctance generator for wave energy conversion," *IET Renewable Power Generation*, vol. 7, pp. 98--109(11), March 2013.

- [112] W. C. Gan and N. C. Cheung, "Development and control of a low-cost linear variable-reluctance motor for precision manufacturing automation," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 8, no. 3, pp. 326--333, Sept 2003.
- [113] Z. G. Sun, N. C. Cheung, S. W. Zhao, and W. C. Gan, "Magnetic Analysis of Switched Reluctance Actuators in Levitated Linear Transporters," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 9, pp. 4280--4288, Nov 2010.
- [114] N. Vattikuti, V. R., and B. G. Fernandes, "A Novel High Force Density Linear Segemented Switched Reluctance Machine," in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008.*, Nov 2008, pp. 1083--1088.
- [115] L. Moreau, M. Machmoum, and M. E. Zaim, "Design of Low-Speed Slotted Switched Reluctance Machine for Wind Energy Applications," *Electric Power Components and Systems*, vol. 34, no. 10, pp. 1139--1156, 2006.
- [116] D. A. Torrey and M. Hassanin, "The design of low-speed variable-reluctance generators," in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 1, Oct 1995, pp. 427--433 vol.1.
- [117] A. E. Santo, M. R. A. Calado, and C. M. P. Cabrita, "On the influence of the pole and teeth shapes on the performance of linear switched reluctance actuator," *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 30, no. 2, pp. 412--430, 2011.
- [118] R. P. G. Mendes, M. R. A. Calado, and S. J. P. S. Mariano, "Performance analysis of linear switched reluctance generator for different teeth shapes. The generation quality factor," in *2013 13th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Nov 2013, pp. 290--295.
- [119] D.-H. L. Jin-Woo Ahn, Jianing Liang, "Classification and Analysis of Switched Reluctance Converters," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 5, no. 4, pp. 571--579, 2010.
- [120] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. Taylor & Francis, 2001.
- [121] M. Barnes and C. Pollock, "Power electronic converters for switched reluctance drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1100--1111, Nov 1998.
- [122] I. Boldea, *Variable Speed Generators*. Taylor & Francis, 2010.
- [123] H. Le-Huy and M. Chakir, "Optimizing the performance of a switched reluctance generator by simulation," in *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sept 2010, pp. 1--6.
- [124] T. Miller, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, ser. Newnes Power Engineering Series. Elsevier Science, 2001.
- [125] M. Mobarrez, M. Fazlali, M. A. Bahmani, and T. Thiringer, "Performance and loss evaluation of a hard and soft switched 2.4 MW, 4 kV to 6 kV isolated DC-DC converter for a wind energy application," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2012, pp. 5086--5091.

- [126] P. S. N. Filho, L. R. de Oliveira, T. A. dos Santos Barros, M. G. Villalva, and E. R. Filho, "Modeling and digital control of a high-power full-bridge isolated DC-DC buck converter designed for a two-stage grid-tie PV inverter," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2014, pp. 1874--1879.
- [127] J. Gieras, *Advancements in Electric Machines*, ser. Power Systems. Springer Netherlands, 2008.
- [128] A. V. Radun, "Design considerations for the switched reluctance motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1079--1087, Sep 1995.
- [129] T. J. E. Miller, "Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 5, pp. 1136--1144, Sept 1985.
- [130] D. A. Torrey, "Switched reluctance generators and their control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 3--14, Feb 2002.
- [131] A. Takahashi, H. Goto, K. Nakamura, T. Watanabe, and O. Ichinokura, "Characteristics of 8/6 Switched Reluctance Generator Excited by Suppression Resistor Converter," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3458--3460, Oct 2006.
- [132] K. N. Ochiye and C. Pollock, "Simulink model of controlled power factor flux switching generator system for embedded power generation," in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, vol. 4, Oct 2005, pp. 2657--2664 Vol. 4.
- [133] P. Hanmei, Y. Lingzhi, W. Deng, and J. Zhu, "Increasing Output Power of Switched Reluctance Generator with Three-Level Power Converter," in *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2011 Asia-Pacific*, March 2011, pp. 1--4.
- [134] B. Shao and A. Emadi, "A digital control for switched reluctance generators," in *2011 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*, April 2011, pp. 182--187.
- [135] P. Rafajdus, V. Hrabovcova, and P. Hudak, "Investigation of Losses and Efficiency in Switched Reluctance Motor," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, Aug 2006, pp. 296--301.
- [136] M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara, M. Takemoto, and M. A. Rahman, "Test Results and Torque Improvement of the 50-kW Switched Reluctance Motor Designed for Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 4, pp. 1327--1334, July 2012.
- [137] J. F. Liu, X. Zhang, H. J. Wang, and J. F. Bao, "Iron loss characteristic for the novel bearingless switched reluctance motor," in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct 2013, pp. 586--591.
- [138] N. Spaldin, *Magnetic Materials: Fundamentals and Applications*. Cambridge University Press, 2010.
- [139] K. Lo, C. Shek, and J. Lai, "Recent developments in stainless steels," *Materials Science and Engineering: R: Reports*, vol. 65, no. 4-6, pp. 39 -- 104, 2009.
- [140] M. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*. Wiley, 2013.

- [141] J. Coey, *Magnetism and Magnetic Materials*. Cambridge University Press, 2010.
- [142] H. Stoelting, E. Kallenbach, and W. Amrhein, *Handbook of Fractional-Horsepower Drives*. Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [143] T. Kellerer, O. Radler, T. Sattel, S. Purfuerst, and S. Uske, "Axial Type Switched Reluctance Motor of Soft Magnetic Composite," in *Innovative Small Drives and Micro-Motor Systems, 2013. 9. GMM/ETG Symposium*, Sept 2013, pp. 1--6.
- [144] K. Vijayakumar, R. Karthikeyan, S. Kannan, G. P. Sunder, and R. Arumugam, "Dynamic analysis of Switched Reluctance Motor using Soft Magnetic Composite material," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on*, Dec 2010, pp. 1--6.
- [145] S. Kozuka, N. Tanabe, J. Asama, and A. Chiba, "Basic characteristics of 150,000 r/min switched reluctance motor drive," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, July 2008, pp. 1--4.
- [146] H. Toda, K. Senda, S. Morimoto, and T. Hiratani, "Influence of Various Non-Oriented Electrical Steels on Motor Efficiency and Iron Loss in Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 3850--3853, July 2013.
- [147] T. Rusu, A. C. Pop, L. Szabó, and C. Marțiș, "Study of winding arrangement and material quality effects on the core losses in high speed switched reluctance machines," in *2015 13th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES)*, June 2015, pp. 1--4.
- [148] J. F. Pan, F. J. Meng, and N. C. Cheung, "Core Loss Analysis for the Planar Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp. 813--816, Feb 2014.
- [149] H. Hayashi, K. Nakamura, A. Chiba, T. Fukao, K. Tungpimolrut, and D. G. Dorrell, "Efficiency Improvements of Switched Reluctance Motors With High-Quality Iron Steel and Enhanced Conductor Slot Fill," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 4, pp. 819--825, Dec 2009.
- [150] Y. Hasegawa, K. Nakamura, and O. Ichinokura, "Optimization of a Switched Reluctance Motor Made of Permendur," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 1311--1314, June 2010.
- [151] W. U. N. Fernando and M. Barnes, "Electromagnetic Energy Conversion Efficiency Enhancement of Switched Reluctance Motors With Zero-Voltage Loop Current Commutation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 3, pp. 482--492, Sept 2013.
- [152] J. Garcia-Amorós, P. Andrada, and B. Blanqué, "Design Procedure for a Longitudinal Flux Flat Linear Switched Reluctance Motor," *Electric Power Components and Systems*, vol. 40, no. 2, pp. 161--178, 2011.
- [153] R. Mendes, M. Calado, and S. Mariano, "Identification of some tubular topologies of linear switched reluctance generator for direct drive applications in ocean wave energy conversion," in *International Association of Engineers (IAENG) World Congress on Engineering - WCE*, vol. 1, July 2014, pp. 396--400.

- [154] R. Mendes, M. Calado, and S. Mariano, "Analysis of the influence of different topologies on a TLSRG generation performance for WEC," *Engineering Letters*, vol. 22, no. 4, pp. 202--208, December 2014.
- [155] R. P. G. Mendes, M. do Rosário Alves Calado, and S. J. Mariano, *Particle Swarm Optimization Method to Design a Linear Tubular Switched Reluctance Generator*. Hershey, PA, USA: IGI Global, 2015, pp. 469--506.
- [156] H. Le-Huy, "Performance study of a four-phase 8/6 switched reluctance generator using a nonlinear model based on magnetization curves," in *IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009.*, Nov 2009, pp. 3910--3915.
- [157] W. Ding, "Comparative study on Dual-Channel Switched Reluctance Generator Performances Under Single-and Dual-Channel Operation Modes," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 3, pp. 680--688, Sept 2012.
- [158] J. F. Llibre, N. Martinez, P. Leprince, and B. Nogarede, "Analysis and Modeling of Linear-Switched Reluctance for Medical Application," *Actuators*, vol. 2, no. 2, p. 27, 2013.
- [159] S. Méndez, A. Martínez, C. Montano, F. J. Pérez, A. E. Aroudi, and B. Robert, "Limit cycle analysis in a switched reluctance generator," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2010, pp. 889--893.
- [160] W. Ding, D. Liang, and R. Tang, "A fast nonlinear variable structure equivalent magnetic circuit modeling for dual-channel switched reluctance machine," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 1, pp. 308 -- 320, 2011.
- [161] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, S. L. Ho, and D. Sutanto, "Precise analytical modelling magnetic characteristics of switched reluctance motor drives using two-dimensional least squares," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 1, June 2003, pp. 416--421 vol.1.
- [162] D. A. Torrey and J. H. Lang, "Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive," *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 137, no. 5, pp. 314--326, Sept 1990.
- [163] D. A. Andrade and R. Krishnan, "Characterization of switched reluctance machines using fourier series approach," in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 1, Sept 2001, pp. 48--54 vol.1.
- [164] S. M. Jang, J. H. Park, J. Y. Choi, and H. W. Cho, "Analytical Prediction and Measurements for Inductance Profile of Linear Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3428--3430, Oct 2006.
- [165] A. Khalil and I. Husain, "A Fourier Series Generalized Geometry-Based Analytical Model of Switched Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 3, pp. 673--684, May 2007.
- [166] S. F. Azongha, S. Balathandayuthapani, C. S. Edrington, and J. P. Leonard, "Grid integration studies of a switched reluctance generator for future hardware-in-the-loop experiments," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2010, pp. 3079--3084.

- [167] T. J. E. Miller and M. McGilp, "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design," *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 137, no. 6, pp. 337--347, Nov 1990.
- [168] O. Ustun, "A nonlinear full model of switched reluctance motor with artificial neural network," *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 9, pp. 2413 -- 2421, 2009.
- [169] W. Ding and D. Liang, "Modeling of a 6/4 Switched Reluctance Motor Using Adaptive Neural Fuzzy Inference System," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 7, pp. 1796--1804, July 2008.
- [170] A. Matute, J. Viola, J. Restrepo, J. M. Aller, and F. Quizhpi, "Switched Reluctance Machine fuzzy modeling applied on a MRAC scheme," in *2015 IEEE 6th Latin American Symposium on Circuits Systems (LASCAS)*, Feb 2015, pp. 1--4.
- [171] S. Song and L. Ge, "Modeling of switched reluctance machine with few samples based on chaotic fuzzy neural network," in *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct 2015, pp. 668--671.
- [172] C. Lee, "Flux Linkage Estimation in a Switched Reluctance Motor Using a Simple Reluctance Circuit," *Journal of Magnetics*, vol. 18, no. 1, pp. 57--64, Feb 2013.
- [173] A. E. Santo, M. Calado, and C. M. P. Cabrita, "Static Simulation of a Linear Switched Reluctance Actuator with the Flux Tube Method," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, no. 2, pp. 35--41, May 2010.
- [174] C. A. Vaithilingam, N. Mison, M. R. Zare, I. Aris, and M. H. Marhaban, "Computation of Electromagnetic Torque in a Double Rotor Switched Reluctance Motor Using Flux Tube Methods," *Energies*, vol. 5, no. 10, p. 4008, 2012.
- [175] S. R. MacMinn and J. W. Sember, "Control of a switched-reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range," in *Proceedings of the 24th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1989. IECEC-89.*, Aug 1989, pp. 631--638 vol.1.
- [176] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, and P. Wheeler, "Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 781--791, Dec 2005.
- [177] X. Rain, M. Hilairet, and O. Bethoux, "Comparative study of various current controllers for the switched reluctance machine," in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sept 2010, pp. 1--6.
- [178] R. Cardenas, W. F. Ray, and G. M. Asher, "Switched reluctance generators for wind energy applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 1, Jun 1995, pp. 559--564 vol.1.
- [179] E. Mese, Y. Sozer, J. M. Kokernak, and D. A. Torrey, "Optimal excitation of a high speed switched reluctance generator," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol. 1, 2000, pp. 362--368 vol.1.
- [180] D. W. Choi, S. I. Byun, and Y. H. Cho, "A study on the Maximum Power Control Method of Switched Reluctance Generator for Wind Turbine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 1, pp. 1--4, Jan 2014.

- [181] C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Optimizing Performance in Current-Controlled Switched Reluctance Generators," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 556--565, Sept 2005.
- [182] C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Optimal efficiency control of switched reluctance generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 1062--1072, July 2006.
- [183] S. Narla, Y. Sozer, and I. Husain, "Switched Reluctance Generator Controls for Optimal Power Generation and Battery Charging," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1452--1459, Sept 2012.
- [184] H. M. Hasanien and S. Mueen, "Speed control of grid-connected switched reluctance generator driven by variable speed wind turbine using adaptive neural network controller," *Electric Power Systems Research*, vol. 84, no. 1, pp. 206 -- 213, 2012.
- [185] K. Park and Z. Chen, "Self-tuning fuzzy logic control of a switched reluctance generator for wind energy applications," in *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2012, pp. 357--363.
- [186] G. Yu, L. Ma, H. Cheng, H. Chen, and H. Yingjie, "Research on the control strategy of switched reluctance generator system," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Nov 2014, pp. 1242--1247.
- [187] S. M. Mueen, A. Al-Durra, and H. M. Hasanien, "Application of an adaptive neuro-fuzzy controller for speed control of switched reluctance generator driven by variable speed wind turbine," in *2015 Modern Electric Power Systems (MEPS)*, July 2015, pp. 1--6.
- [188] E. A. Amon, T. K. A. Brekken, and A. A. Schacher, "Maximum Power Point Tracking for Ocean Wave Energy Conversion," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 3, pp. 1079--1086, May 2012.
- [189] K. Prabakar and F. Li, "Proportional integral controller gain tuning using real time digital simulation models and multi-objective optimization based co-simulation," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 30, pp. 473 -- 478, 2015, 9th IFAC Symposium on Control of Power and Energy Systems (CPES), New Delhi, India, 9--11 December 2015.
- [190] Y. Bekakra and D. B. Attous, "Optimal tuning of PI controller using PSO optimization for indirect power control for DFIG based wind turbine with MPPT," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, vol. 5, no. 3, pp. 219--229, 2014.
- [191] D. Maiti, A. Acharya, M. Chakraborty, A. Konar, and R. Janarthanan, "Tuning PID and $PI^{\lambda}D^{\delta}$ Controllers using the Integral Time Absolute Error Criterion," in *2008 4th International Conference on Information and Automation for Sustainability*, Dec 2008, pp. 457--462.
- [192] H. Torkaman, E. Afjei, H. Babaei, and P. Yadegari, "Novel Method of ACO and Its Application to Rotor Position Estimation in a SRM under Normal and Faulty Conditions," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 856--863, November 2011.
- [193] M. van der Geest, H. Polinder, J. A. Ferreira, and D. Zeilstra, "Optimization and comparison of electrical machines using particle swarm optimization," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sept 2012, pp. 1380--1386.

- [194] M. Balaji and V. Kamaraj, "Design optimization of Switched Reluctance Machine using Particle Swarm Optimization," in *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, Jan 2011, pp. 164--169.
- [195] J. Gao, H. Sun, L. He, Y. Dong, and Y. Zheng, "Optimization design of Switched Reluctance Motor based on Particle Swarm Optimization," in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Aug 2011, pp. 1--5.
- [196] M. J. Box, "A New Method of Constrained Optimization and a Comparison With Other Methods," *The Computer Journal*, vol. 8, no. 1, pp. 42--52, 1965.
- [197] J. C. Quadrado, E. Lisboa, R. Conselheiro, and E. Navarro, "Iterative Approach to Basic Reluctance Motor Control," *WSEAS Trans. On Circuits*, pp. 119--124, 2002.
- [198] R. Mendes, M. Calado, and S. Mariano, "Particle swarm and Box's complex optimization methods to design linear tubular switched reluctance generators for wave energy conversion," *Swarm and Evolutionary Computation*, vol. 28, pp. 29 -- 41, 2016.
- [199] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *IEEE International Conference on Neural Networks, 1995. Proceedings.*, vol. 4, Nov 1995, pp. 1942--1948 vol.4.
- [200] R. Malviya and D. K. Pratihari, "Tuning of neural networks using particle swarm optimization to model MIG welding process," *Swarm and Evolutionary Computation*, vol. 1, no. 4, pp. 223 -- 235, 2011.
- [201] S. Alam, G. Dobbie, Y. S. Koh, P. Riddle, and S. U. Rehman, "Research on particle swarm optimization based clustering: A systematic review of literature and techniques," *Swarm and Evolutionary Computation*, vol. 17, pp. 1 -- 13, 2014.
- [202] Y. del Valle, G. K. Venayagamoorthy, S. Mohagheghi, J. C. Hernandez, and R. G. Harley, "Particle Swarm Optimization: Basic Concepts, Variants and Applications in Power Systems," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 12, no. 2, pp. 171--195, April 2008.
- [203] M. Clerc, *Particle Swarm Optimization*, ser. ISTE. Wiley, 2013.
- [204] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization," in *Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation, 2000.*, vol. 1, 2000, pp. 84--88 vol.1.
- [205] M. Clerc, "Initialisations for Particle Swarm Optimisation," December 2008.
- [206] T. tsin Wong, W. shing Luk, and P. ann Heng, "Sampling with Hammersley and Halton Points," *Journal of Graphics Tools*, 1997.
- [207] K. Zielinski and R. Laur, "Stopping Criteria for a Constrained Single-Objective Particle Swarm Optimization Algorithm," *Informatica*, vol. 31, pp. 51--59, 2007.
- [208] T. Huang and A. S. Mohan, "A hybrid boundary condition for robust particle swarm optimization," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 112--117, 2005.
- [209] S. Xu and Y. Rahmat-Samii, "Boundary Conditions in Particle Swarm Optimization Revisited," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 760--765, March 2007.

- [210] P. Borne, D. Popescu, F. Filip, and D. Stefanoiu, *Optimization in Engineering Sciences: Exact Methods*, ser. ISTE. Wiley, 2013.

ANEXOS

Anexo A

Implementação Computacional do Modelo Matemático do GLRVC Tubular

Neste Anexo encontram-se as diferentes implementações computacionais utilizadas, no presente trabalho, para a simulação dos modelos matemáticos formulados. Para os mesmos, são ilustrados os modelos elaborados em *Simulink*[®] e apresentadas as variáveis necessárias à sua execução.

A.1 Modelo 1

Neste modelo computacional é considerado que a parte móvel do gerador se desloca a velocidade constante e apenas é admitida a comutação brusca dos interruptores electrónicos. A energia gerada é fornecida a uma carga resistiva e a intensidade de corrente é regulada através de um controlo por histerese. Este último é implementado através do bloco *Relay*, disponível na plataforma *Simulink*[®]. As características electromagnéticas do gerador são contabilizadas no modelo através de blocos de tabelas de observação disponíveis, também, na plataforma *Simulink*[®]. Nas tabelas referidas, os valores de saída são calculados, em função dos valores de entrada, por interpolação linear. Neste modelo apenas é considerada a indutância própria de cada fase eléctrica.

A seguir, são ilustrados os vários diagramas de blocos em *Simulink*[®] pelos quais o modelo matemático é constituído e são indicados os parâmetros variáveis necessários à sua execução.

A.1.1 Diagramas de blocos

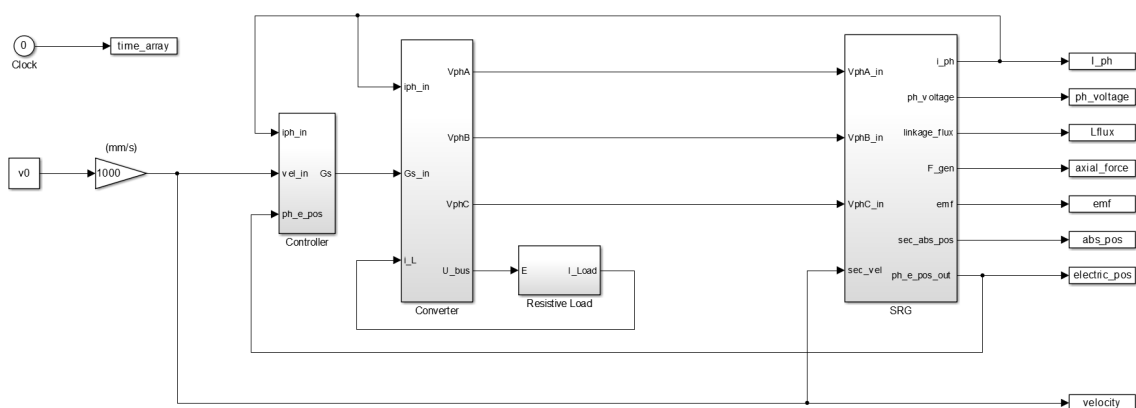


Figura A.1 Diagrama do Modelo 1.

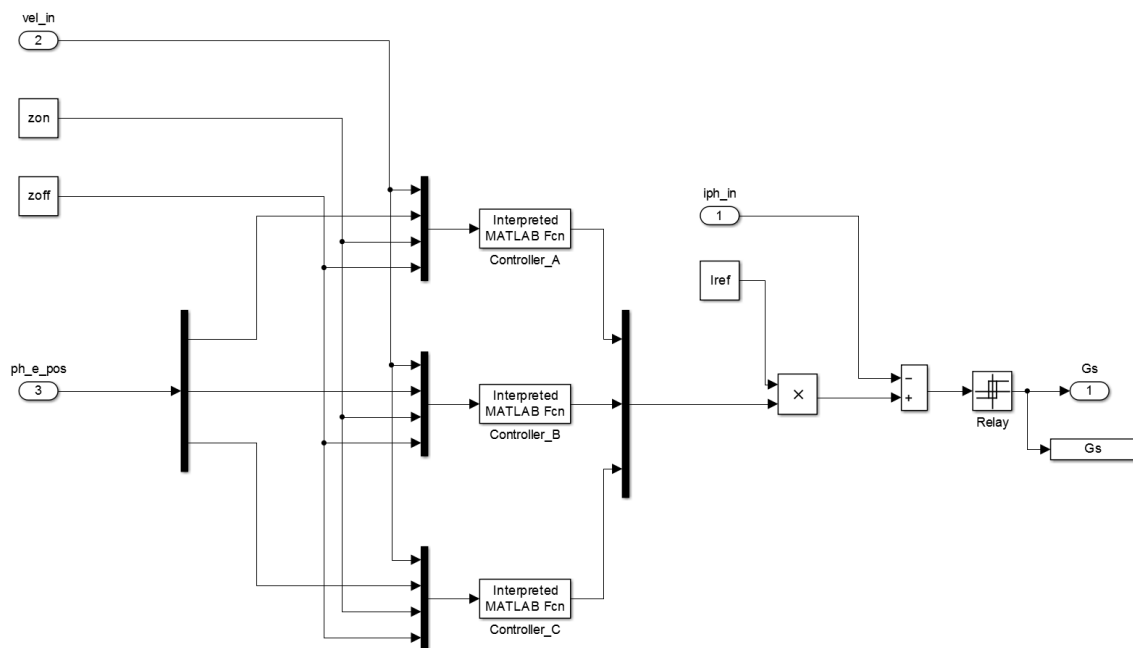


Figura A.2 Bloco "Controller".

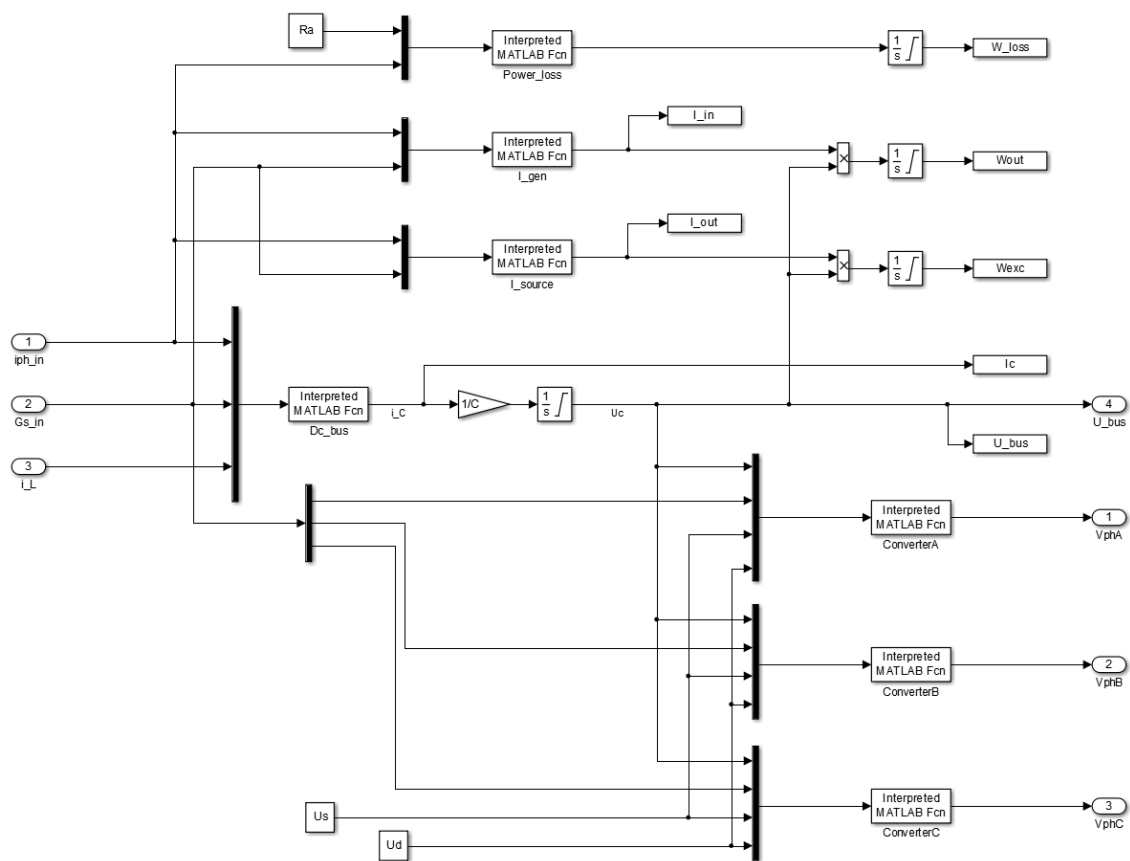


Figura A.3 Bloco "Converter".

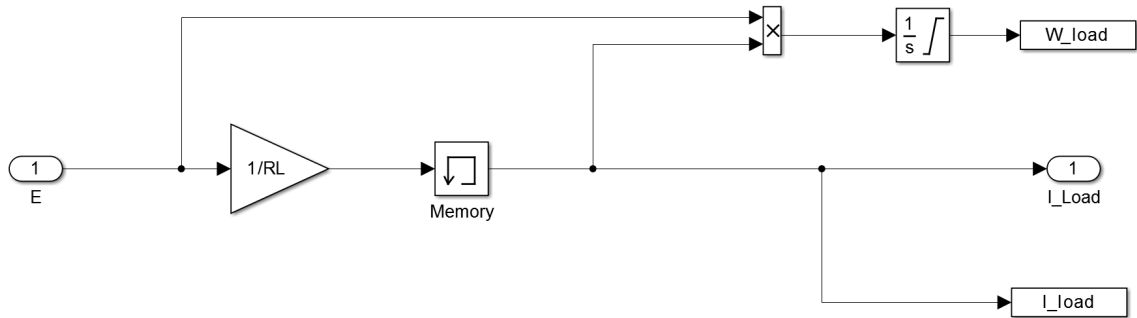


Figura A.4 Bloco "Resistive Load".

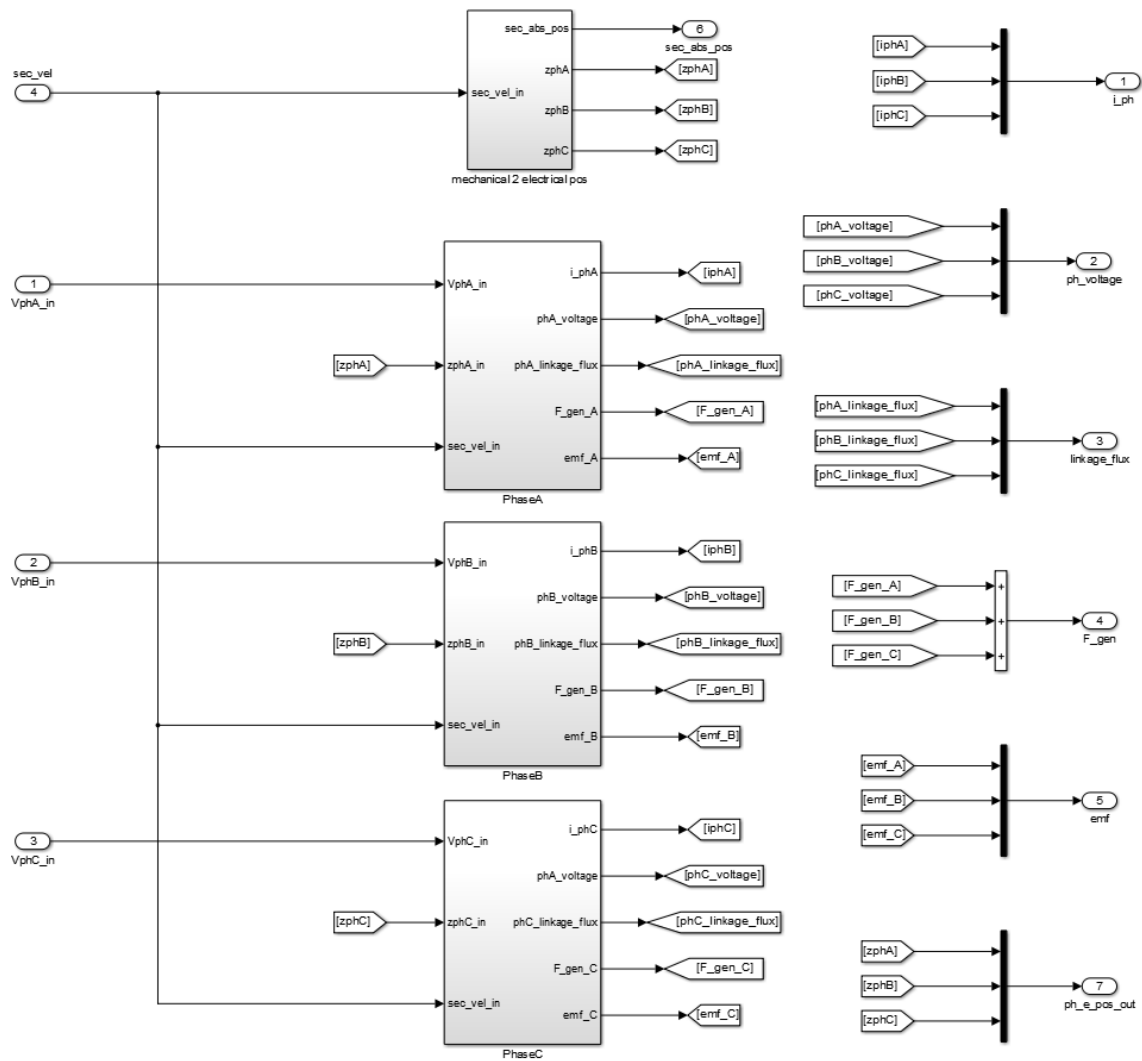


Figura A.5 Bloco "SRG".

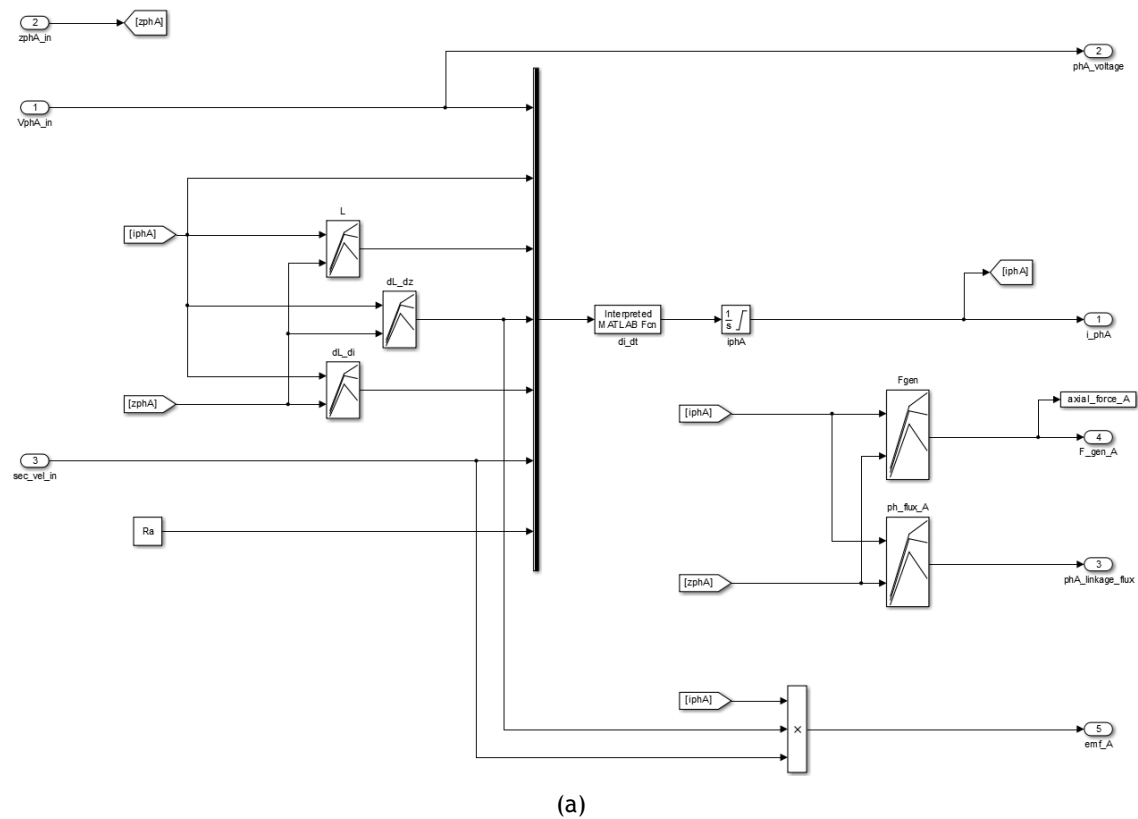


Figura A.6 Bloco "PhaseA".

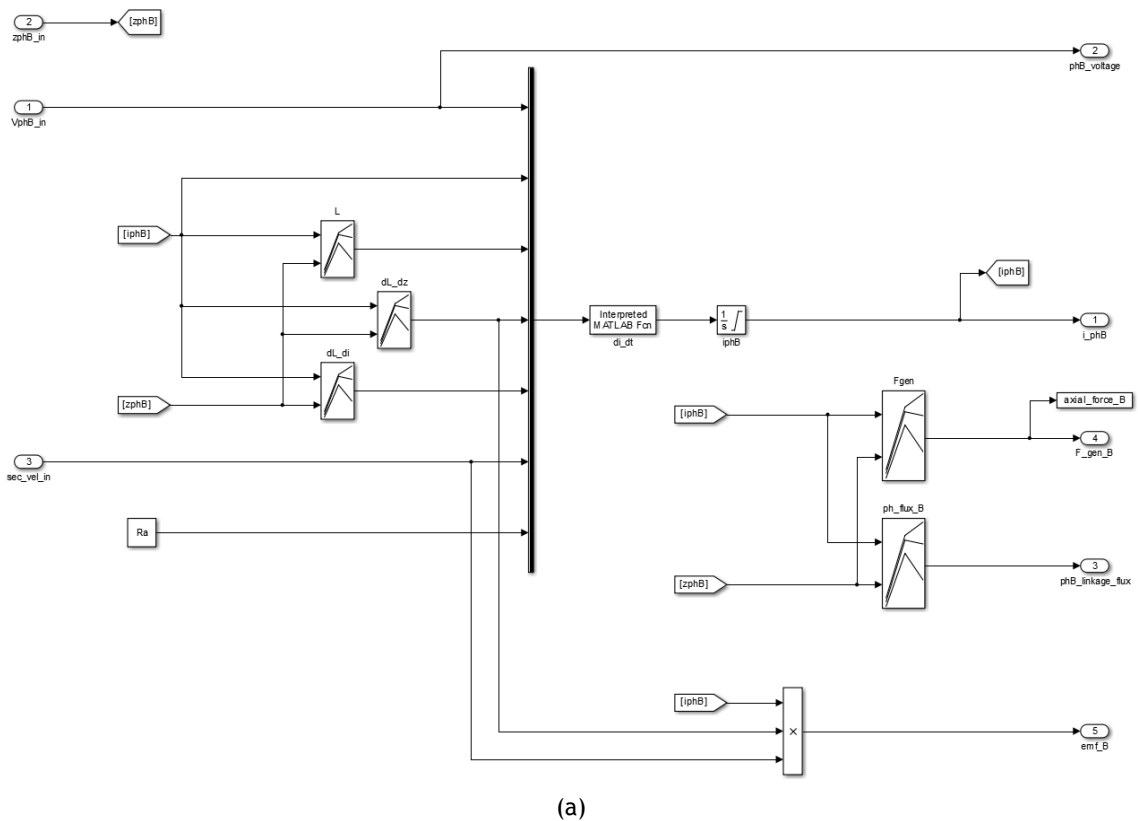


Figura A.7 Bloco "PhaseB".

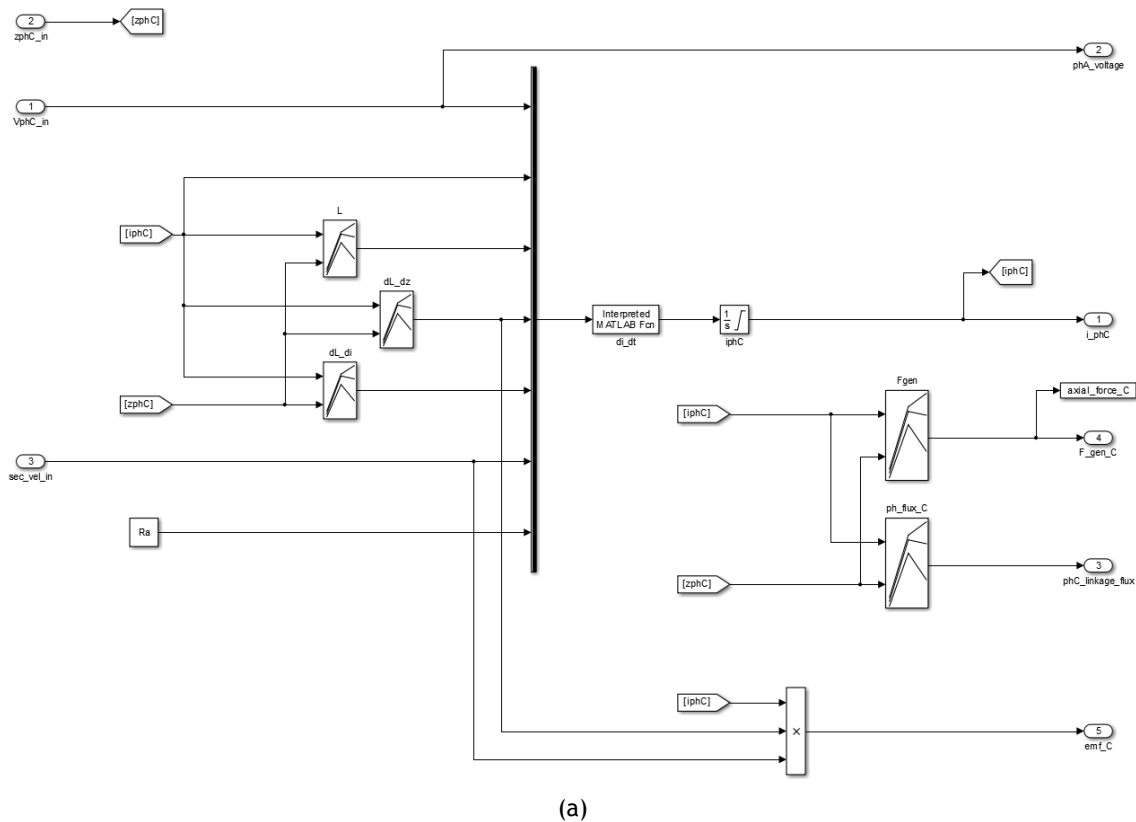


Figura A.8 Bloco "PhaseC".

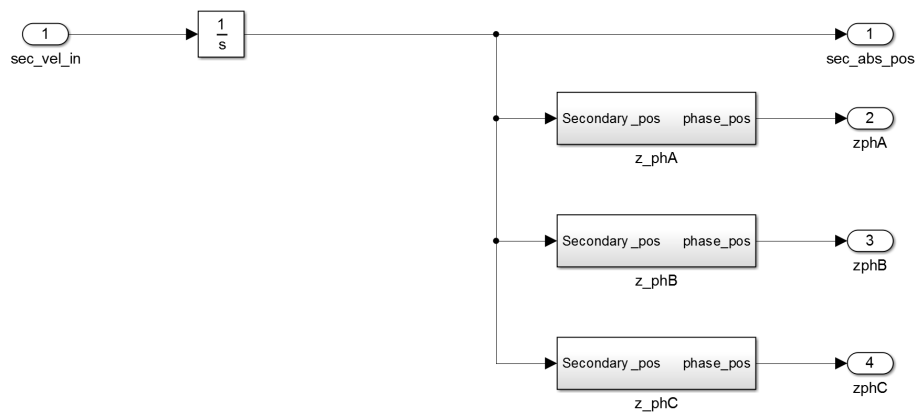


Figura A.9 Bloco "mechanical2electrical pos".

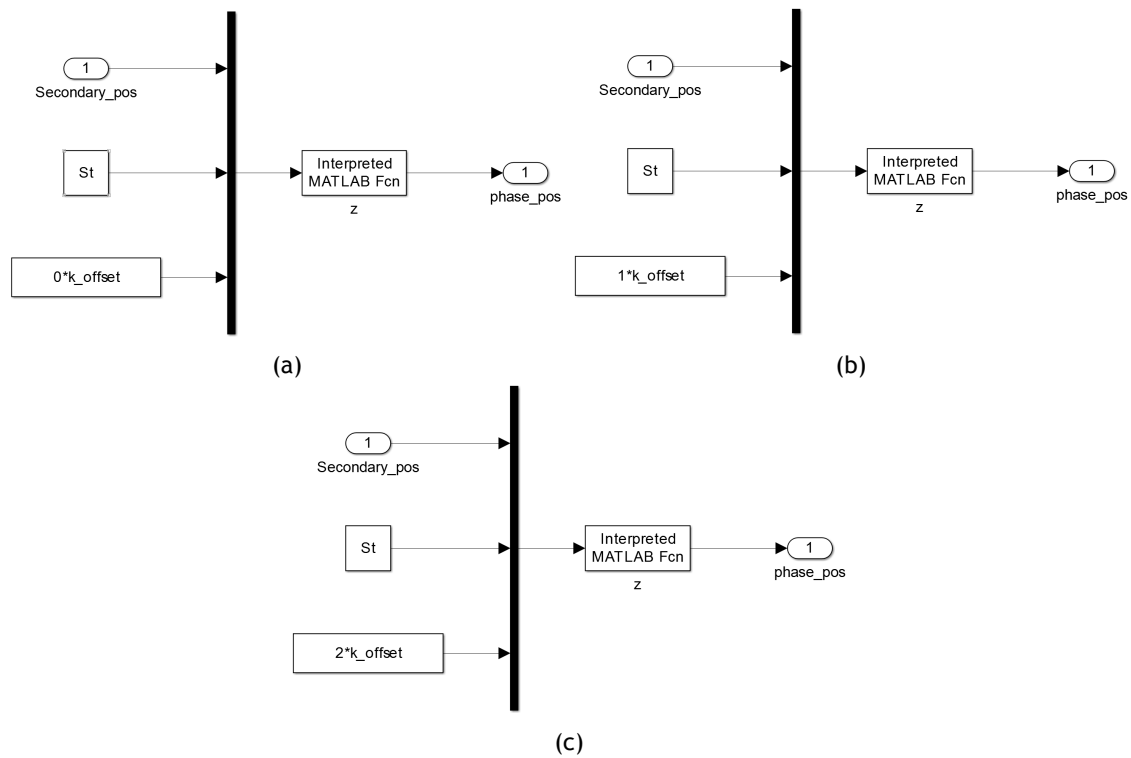


Figura A.10 Blocos: (a) "z_phA", (b) "z_phB" e (c) "z_phC".

A.1.2 Parâmetros e tabelas de interpolação

Tabelas de interpolação

Tabela	Parâmetro
L	$L_k(z_k, i_k)$
dL_dz	$\frac{dL_k}{dz_k}(z_k, i_k)$
dL_di	$\frac{dL_k}{di_k}(z_k, i_k)$
Fgen	$F_{em,k}(z_k, i_k)$
ph_flux	$\lambda_k(z_k, i_k)$

Parâmetros de entrada

Parâmetro	Descrição	Unidades
St	S_t	[mm]
k_offset	k_{offset}	[mm]
zon	z_{on}	[mm]
zoff	z_{off}	[mm]
Iref	i_{ref}	[A]
hb	h_b	[A]
vmax	v_{max}	[m/s]
z0	Valor inicial para z_{mech}	[mm]
Ra	R_{a_k}	[Ω]
RL	R_L	[Ω]
C	C	[F]
Uc0	Valor inicial para U_{bus}	[V]
Ud	U_d	[V]
Us	U_s	[V]

Parâmetros de saída

Parâmetro	Descrição	Unidades
Wexc	W_{exc}	[J]
Wout	W_{out}	[J]
Wloss	$W_{loss,e}$	[J]
I_ph	i_k	[A]
ph_voltage	u_k	[V]
L_flux	λ_k	[V]
abs_pos	z_{mech}	[mm]
axial_force	F_{gen}	[N]
axial_force_A	$F_{em,A}$	[N]
axial_force_B	$F_{em,B}$	[N]
axial_force_C	$F_{em,C}$	[N]
electric_pos	z_k	[mm]
U_bus	U_{bus}	[V]
I_c	i_c	[A]
I_load	i_L	[A]
emf	e_k	[V]
Gs	Estado dos interruptores electrónicos	
time_array	Vector com os instantes de simulação	[s]

A.2 Modelo 2

A implementação computacional referente ao Modelo 2 admite o modelo ideal de um conversor DC/DC isolado entre a saída do conversor de potência associado ao GLRVC Tubular e a carga resistiva. Neste modelo, a parte móvel do gerador é sujeita a uma velocidade de perfil sinusoidal. A intensidade de corrente é regulada por um controlador de histerese para o qual as posições eléctricas e banda de histerese são determinadas, em função da velocidade do secundário e da corrente de referência, por interpolação linear através de tabelas de observação. As características electromagnéticas são admitidas no modelo, também na forma de tabela de observação, e calculadas, em função da corrente na fase e velocidade do secundário, por interpolação linear.

Os vários diagramas de blocos em *Simulink*® associados ao Modelo 2, assim como os parâmetros variáveis necessários à sua execução, são a seguir apresentados.

A.2.1 Diagramas de blocos

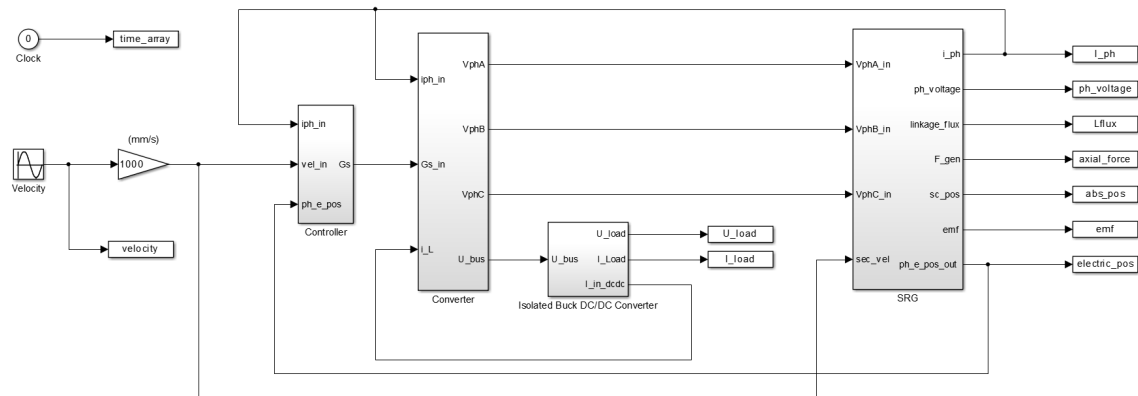


Figura A.11 Diagrama do Modelo 2.

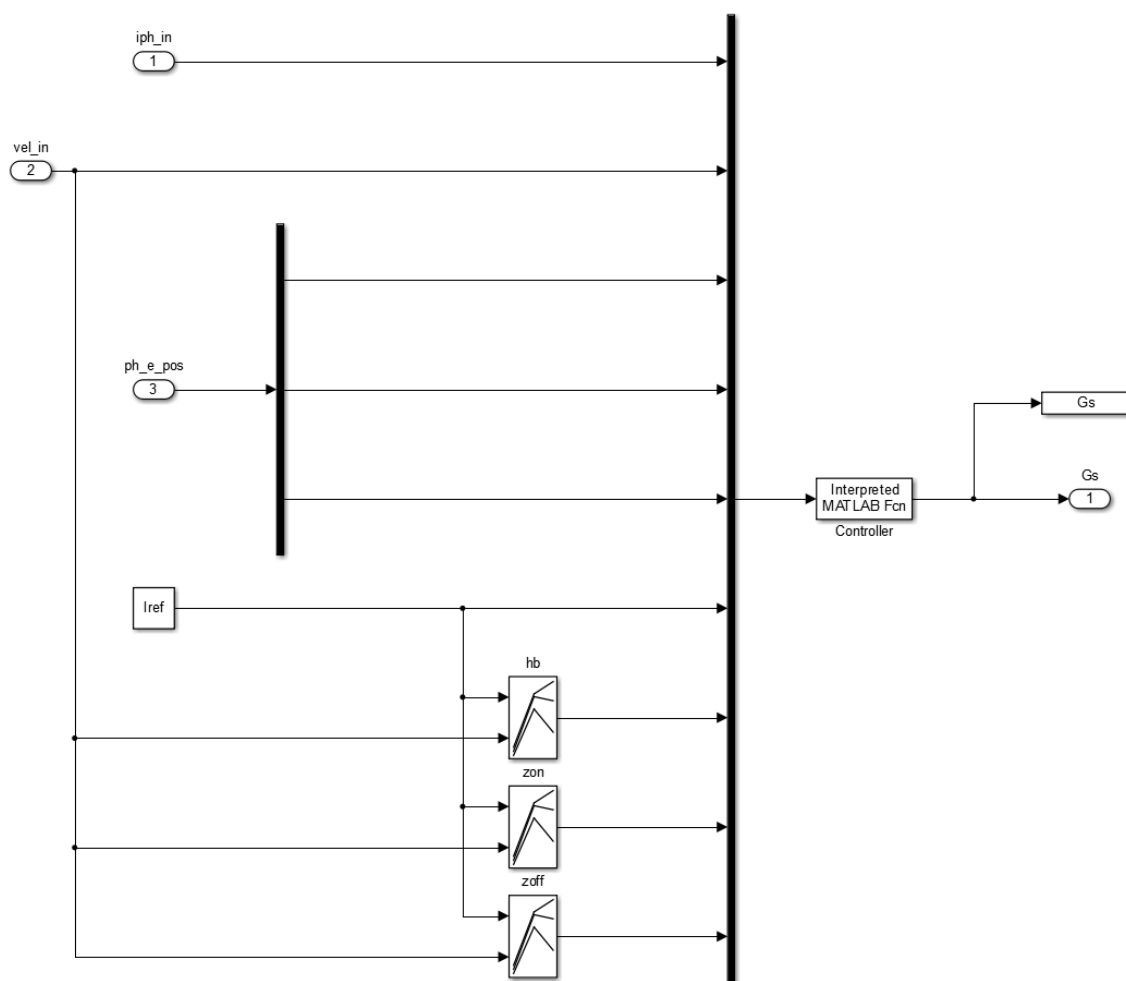


Figura A.12 Bloco "Controller".

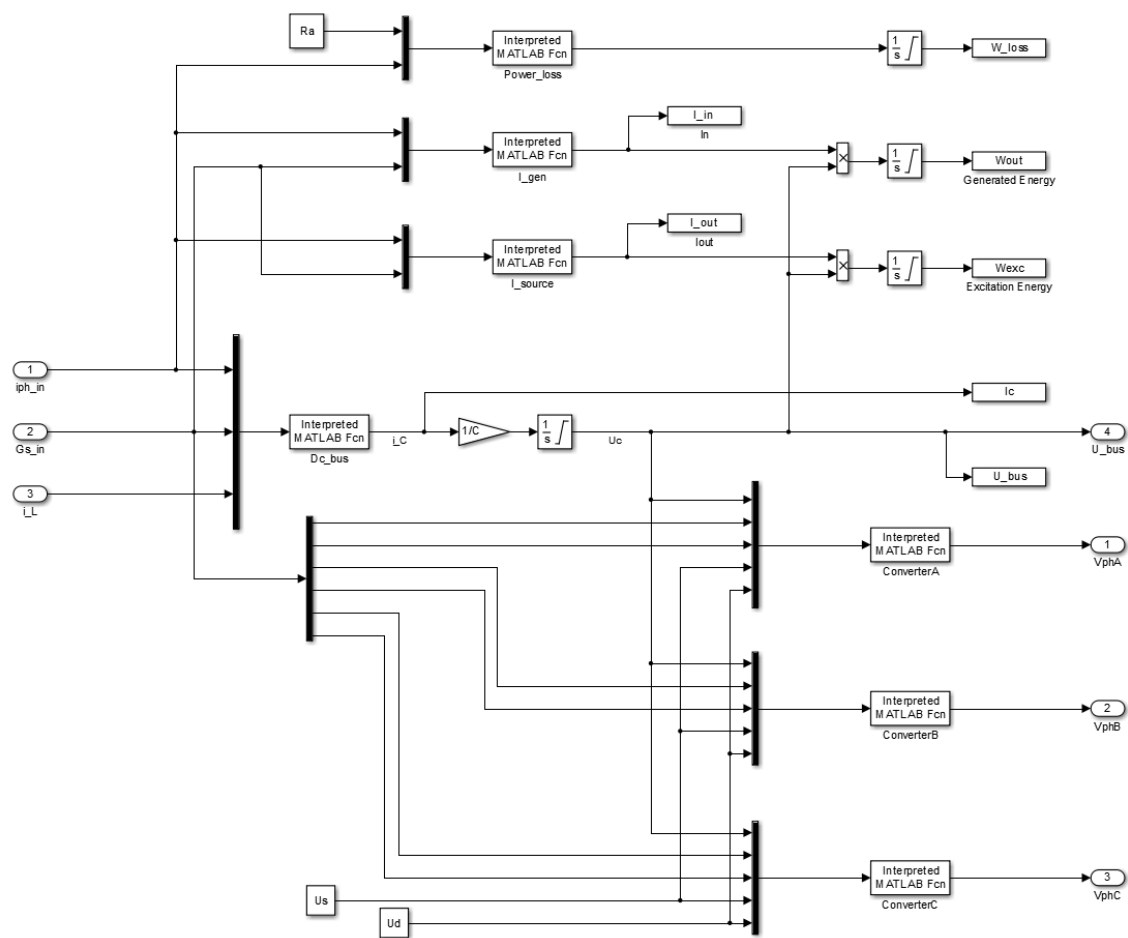


Figura A.13 Bloco "Converter".

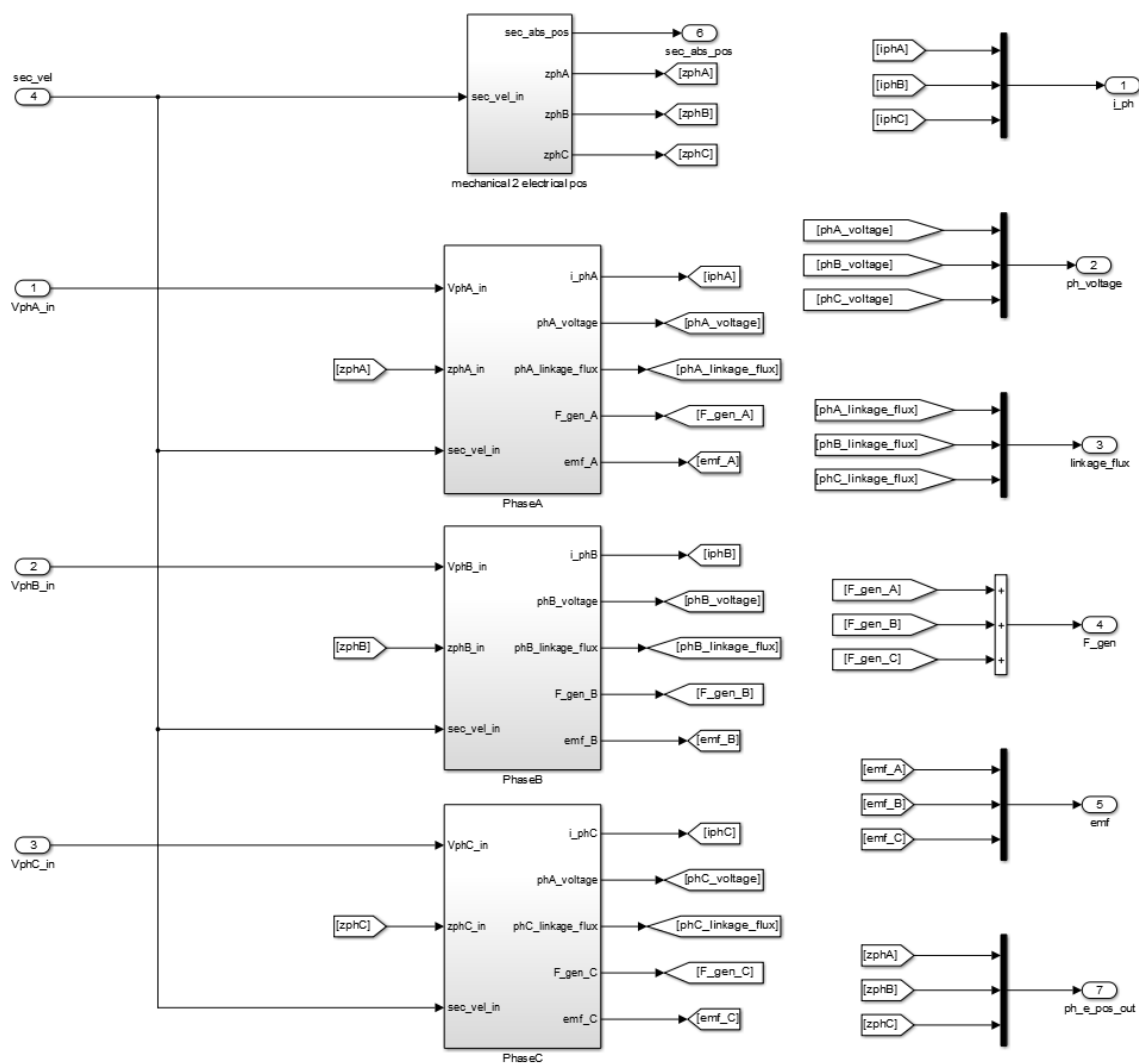


Figura A.14 Bloco "SRG".

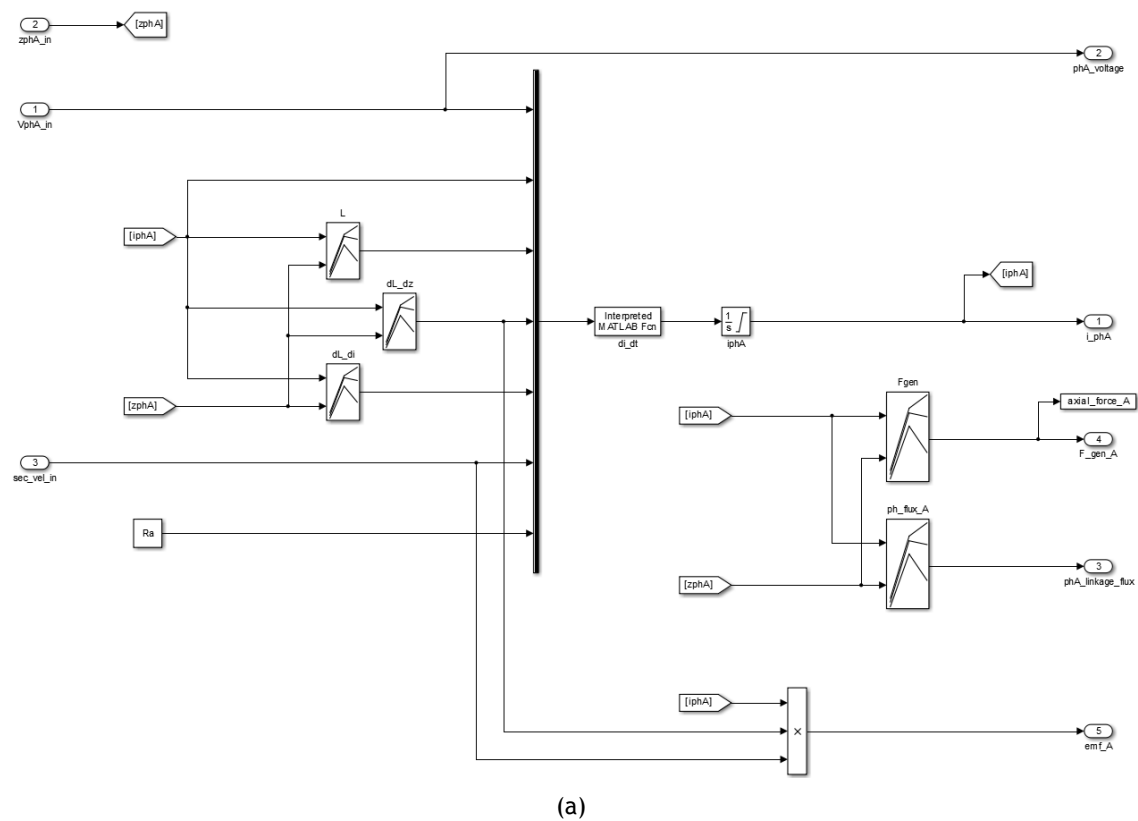


Figura A.15 Bloco "PhaseA".

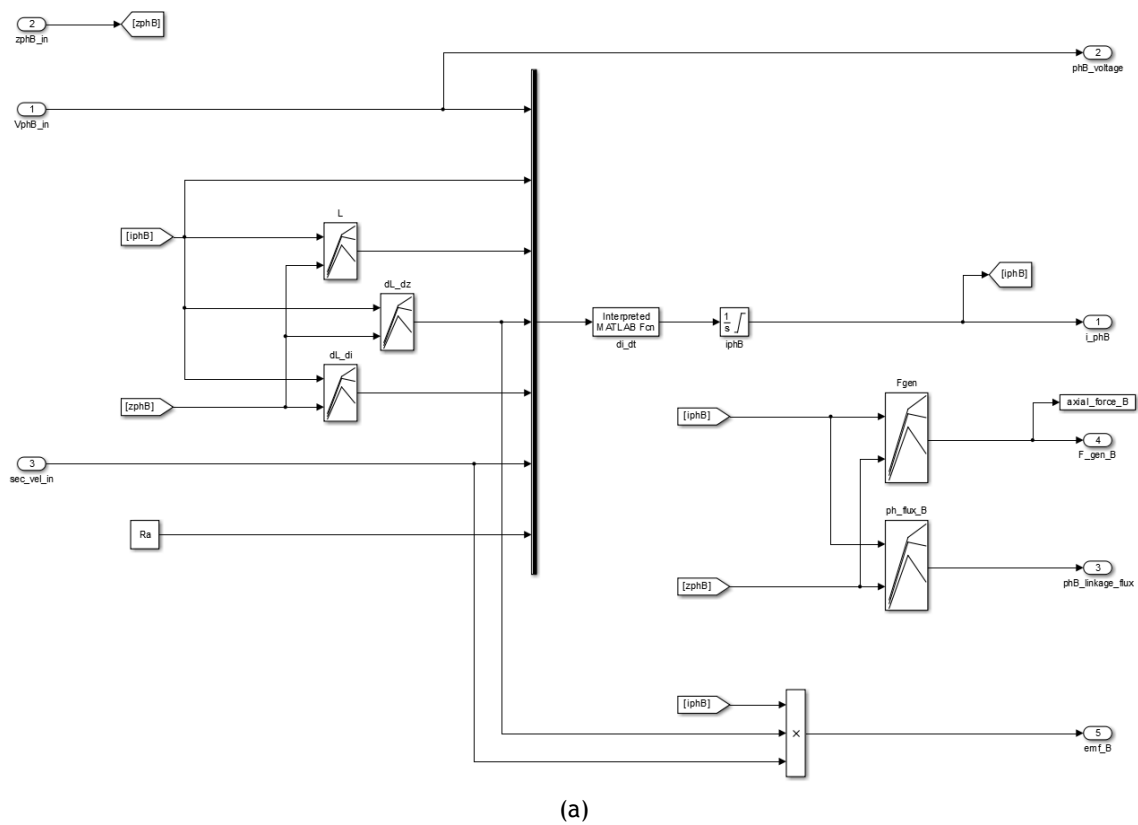


Figura A.16 Bloco "PhaseB".

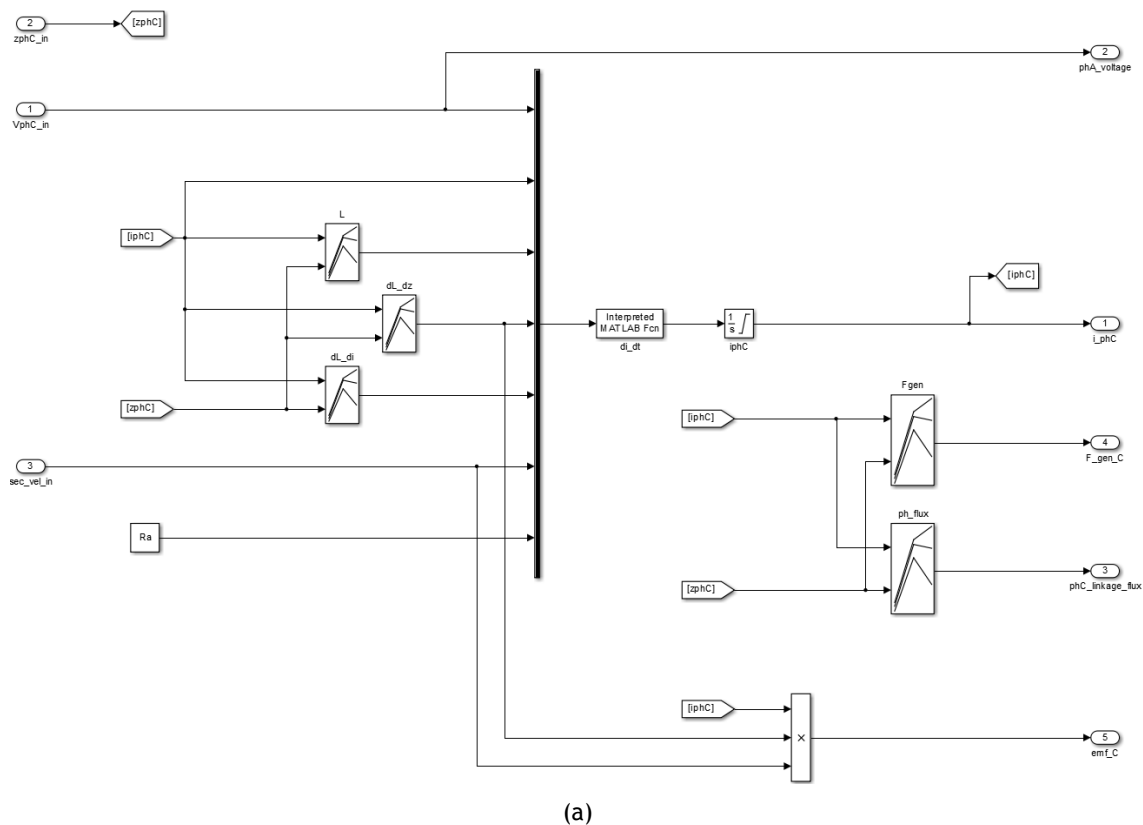


Figura A.17 Bloco "PhaseC".

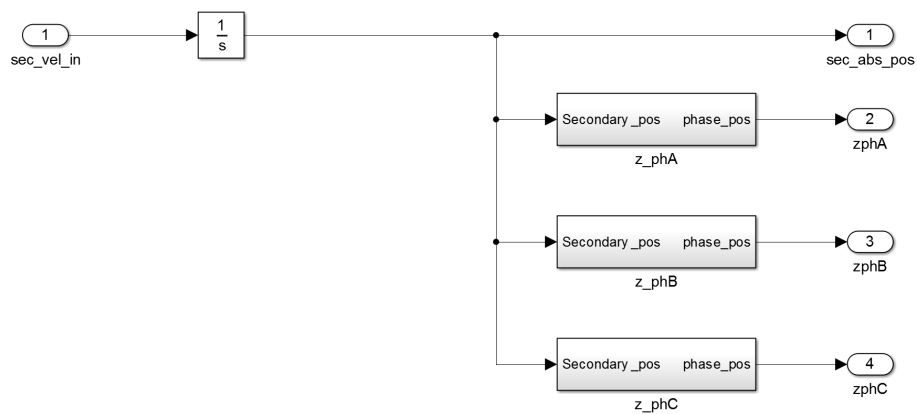


Figura A.18 Bloco "mechanical2electrical pos".

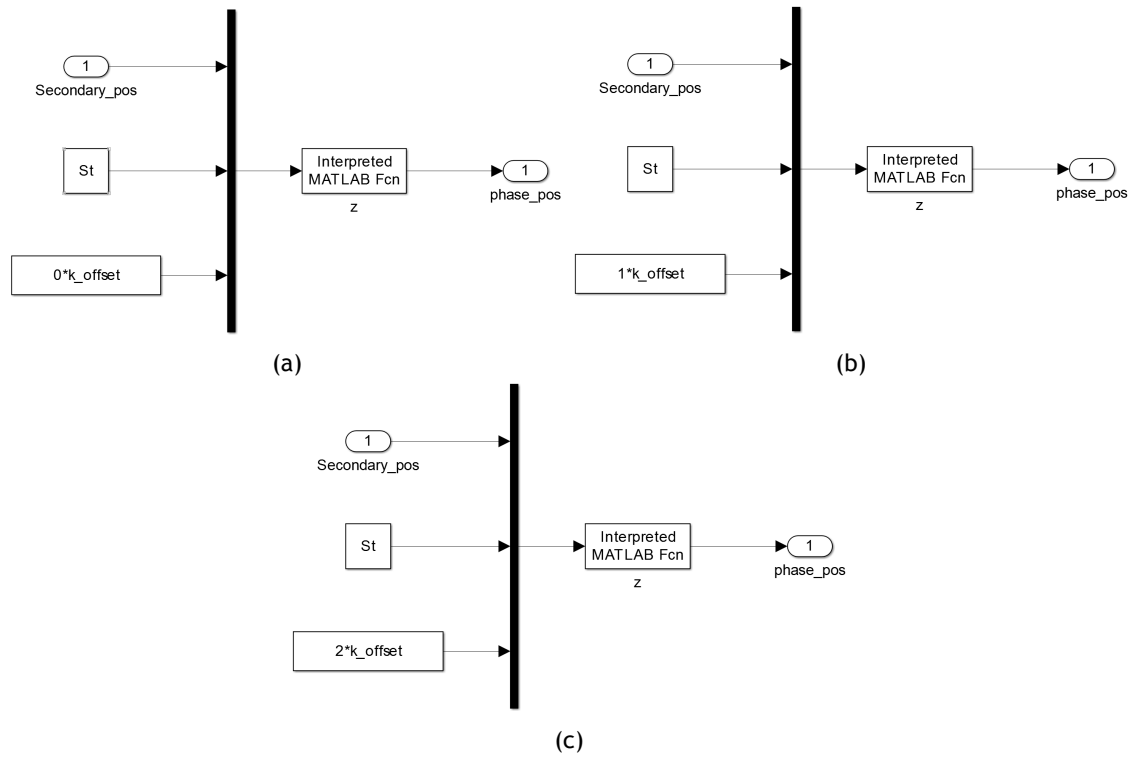


Figura A.19 Blocos: (a) "z_phA", (b) "z_phB" e (c) "z_phC".

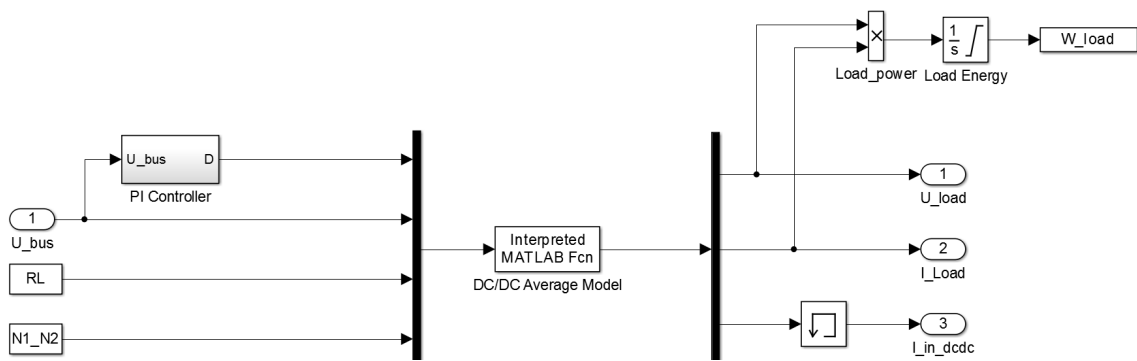


Figura A.20 Bloco "Isolated Buck DC_DC Converter".

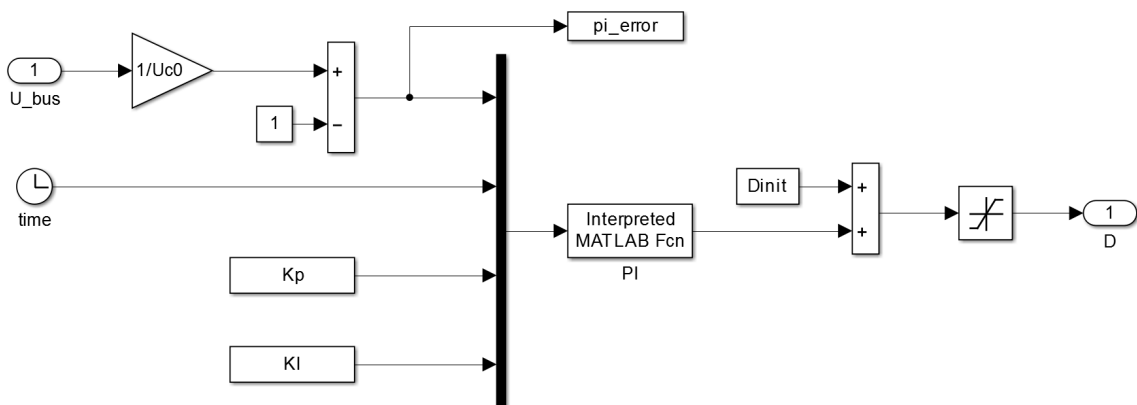


Figura A.21 Bloco "PI".

A.2.2 Parâmetros e tabelas de interpolação

Tabelas de interpolação

Tabela	Parâmetro
L	$L_k(z_k, i_k)$
dL_dz	$\frac{dL_k}{dz_k}(z_k, i_k)$
dL_di	$\frac{dL_k}{di_k}(z_k, i_k)$
Fgen	$F_{em,k}(z_k, i_k)$
ph_flux	$\lambda_k(z_k, i_k)$
hb	$h_b(v, I_{ref})$
zon	$z_{on}(v, I_{ref})$
zoff	$z_{off}(v, I_{ref})$

Parâmetros de entrada

Parâmetro	Descrição	Unidades
St	S_t	[mm]
k_offset	k_{offset}	[mm]
vmax	v_{max}	[m/s]
z0	Valor inicial para z_{mech}	[mm]
Iref	i_{ref}	[A]
Ra	R_{a_k}	[Ω]
RL	R_L	[Ω]
C	C	[F]
Uc0	Valor inicial para U_{bus}	[V]
Ud	U_d	[V]
Us	U_s	[V]
N1_N2	$\frac{N_1}{N_2}$	
Dinit	\mathcal{D}_{init}	
Kp	K_p	
KI	K_i	

Parâmetros de saída

Parâmetro	Descrição	Unidades
velocity	v	[m/s]
Wexc	W_{exc}	[J]
Wout	W_{out}	[J]
Wloss	$W_{loss,e}$	[J]
W_load	Energia consumida pela carga resistiva	[J]
I_ph	i_k	[A]
ph_voltage	u_k	[V]
L_flux	λ_k	[V]
axial_force	F_{gen}	[N]
axial_force_A	$F_{em,A}$	[N]
axial_force_B	$F_{em,B}$	[N]
axial_force_C	$F_{em,C}$	[N]
abs_pos	z_{mech}	[mm]
electric_pos	z_k	[mm]
U_bus	U_{bus}	[V]
I_c	i_c	[A]
I_load	i_L	[A]
U_load	U_2	[V]
emf	e_k	[V]
pi_error	e_u	
Gs	Estado dos interruptores electrónicos	
time_array	Vector com os instantes de simulação	[s]

A.3 Modelo 3

A implementação computacional identificada pelo Modelo 3 integra o modelo matemático do dispositivo de absorção pontual com o modelo matemático do GLRVC Tubular. Nesta implementação o valor da corrente de referência aplicada no controlador de histerese pode ser ajustada em função da velocidade do secundário de acordo com formulação matemática dada pela expressão (5.182).

Os vários diagramas de blocos em *Simulink*[®] associados ao Modelo 3 e respectivos parâmetros variáveis são, a seguir, apresentados.

A.3.1 Diagramas de blocos

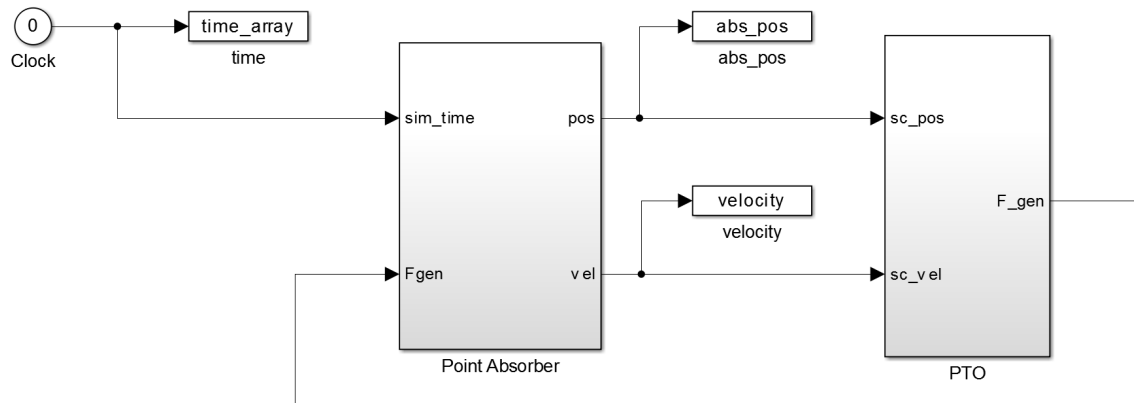


Figura A.22 Diagrama do Modelo 3.

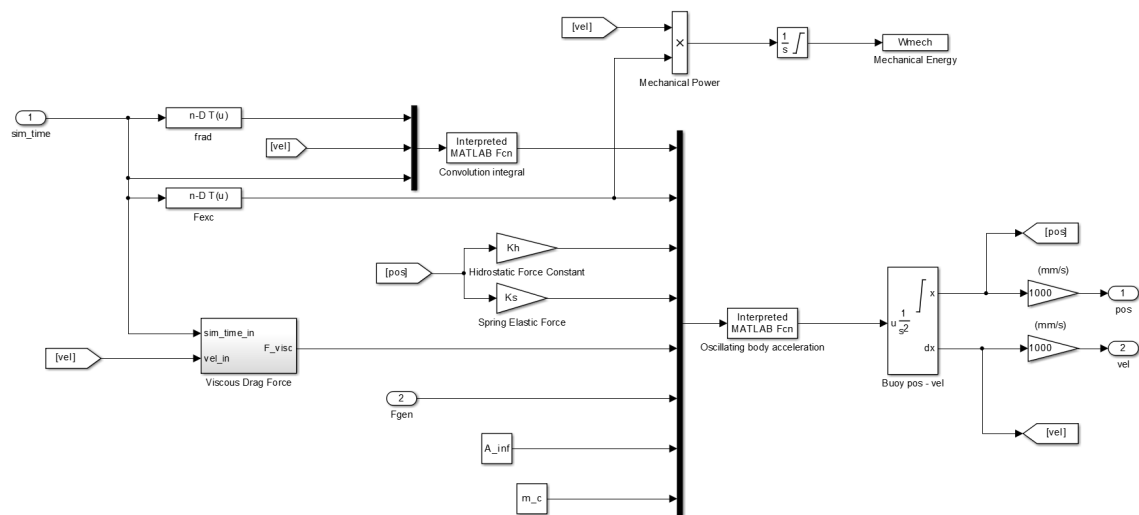


Figura A.23 Bloco "Point Absorber".

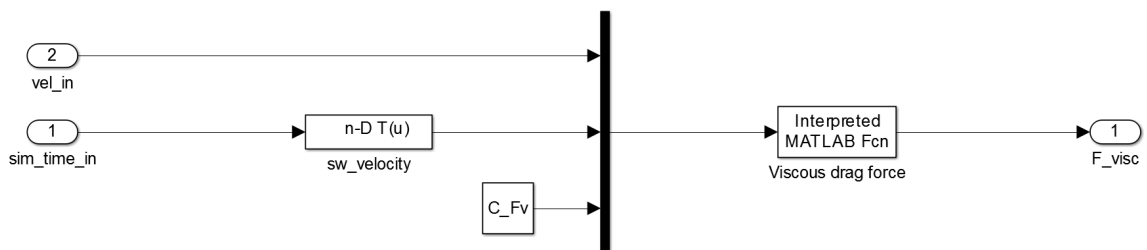


Figura A.24 Bloco "Viscous Drag Force"

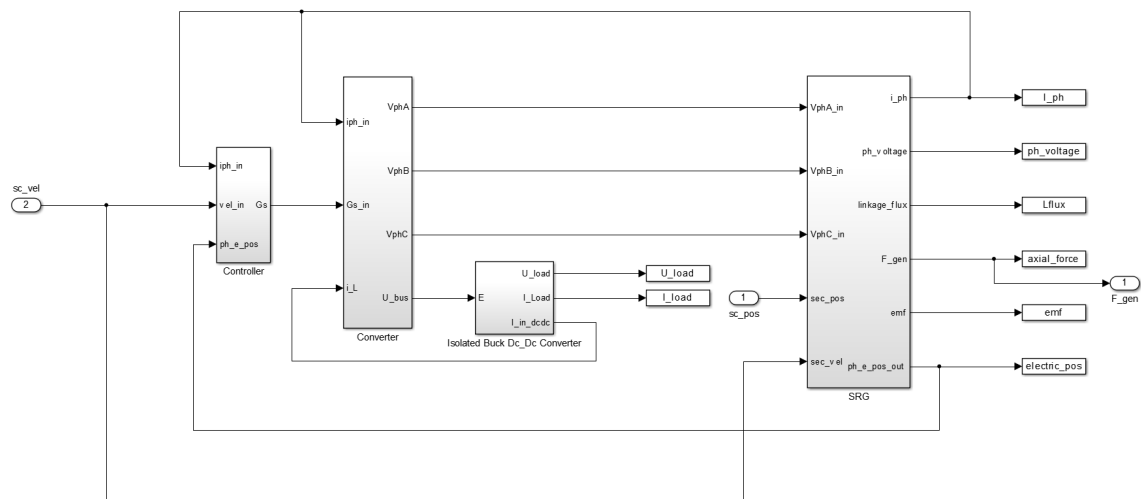


Figura A.25 Bloco "PTO".

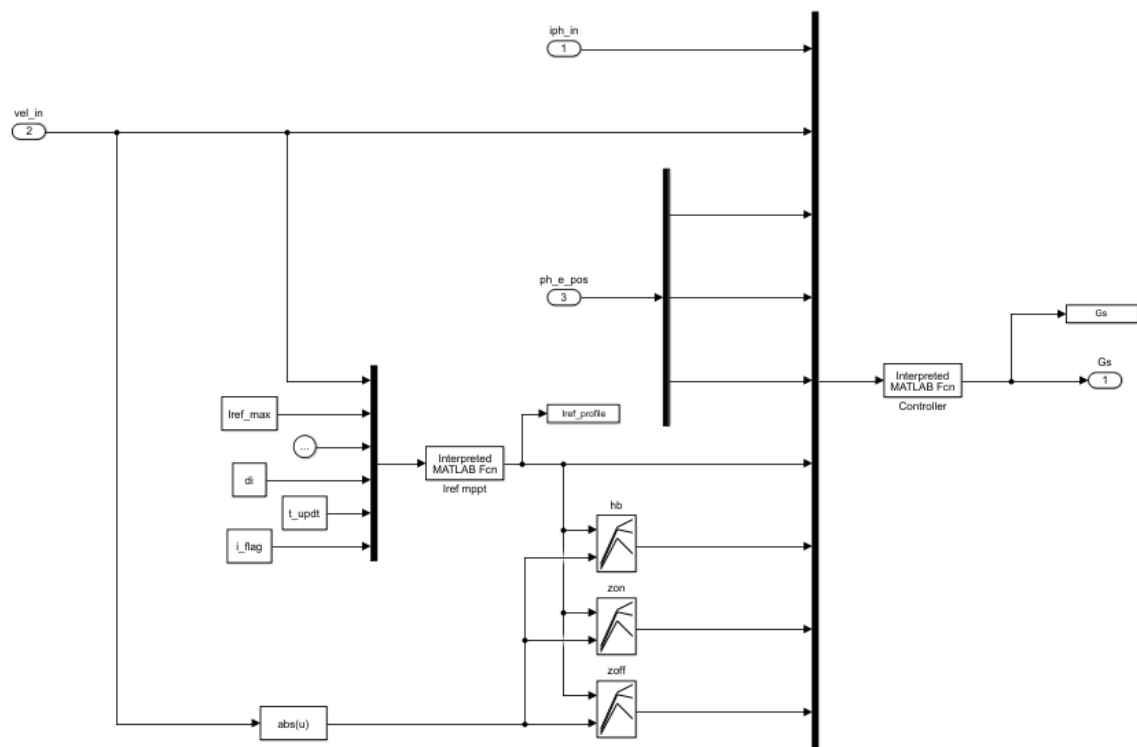


Figura A.26 Bloco "Controller".

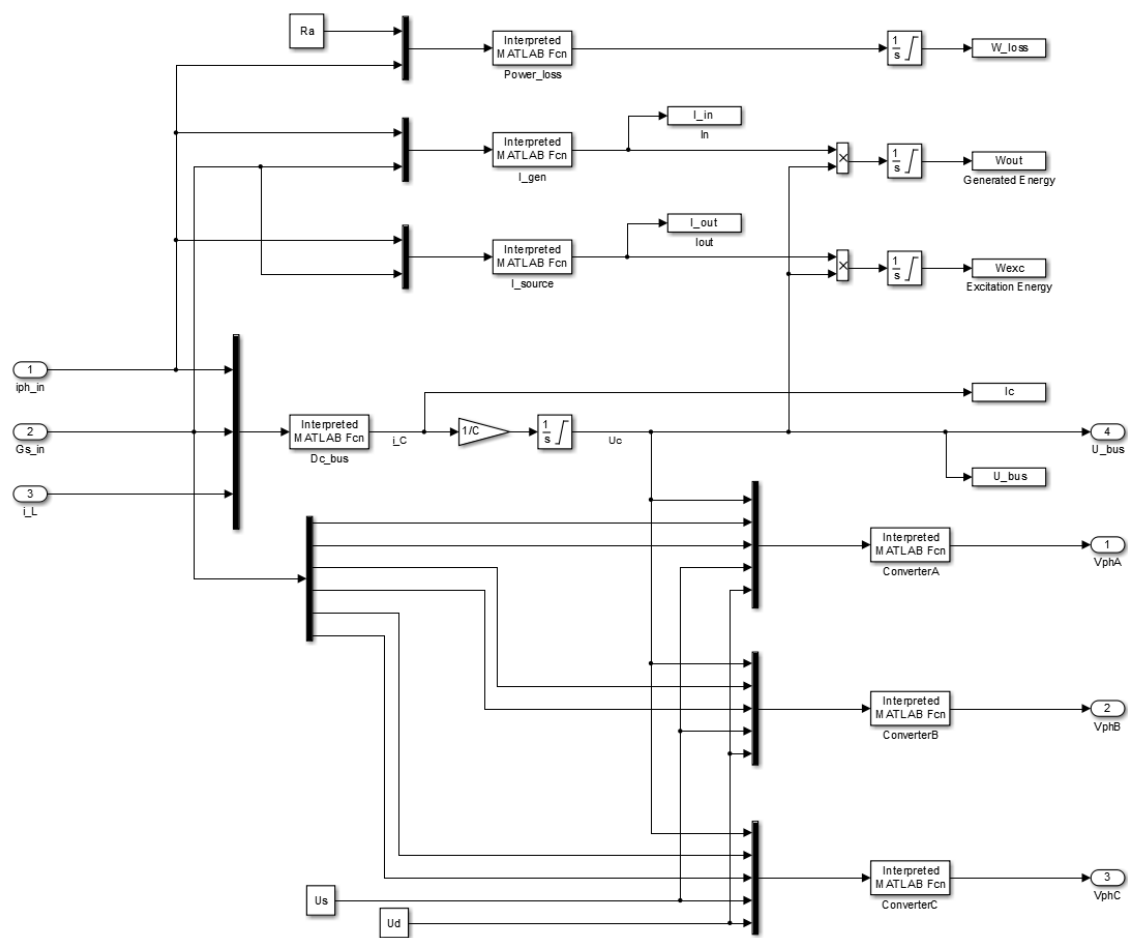


Figura A.27 Bloco "Converter".

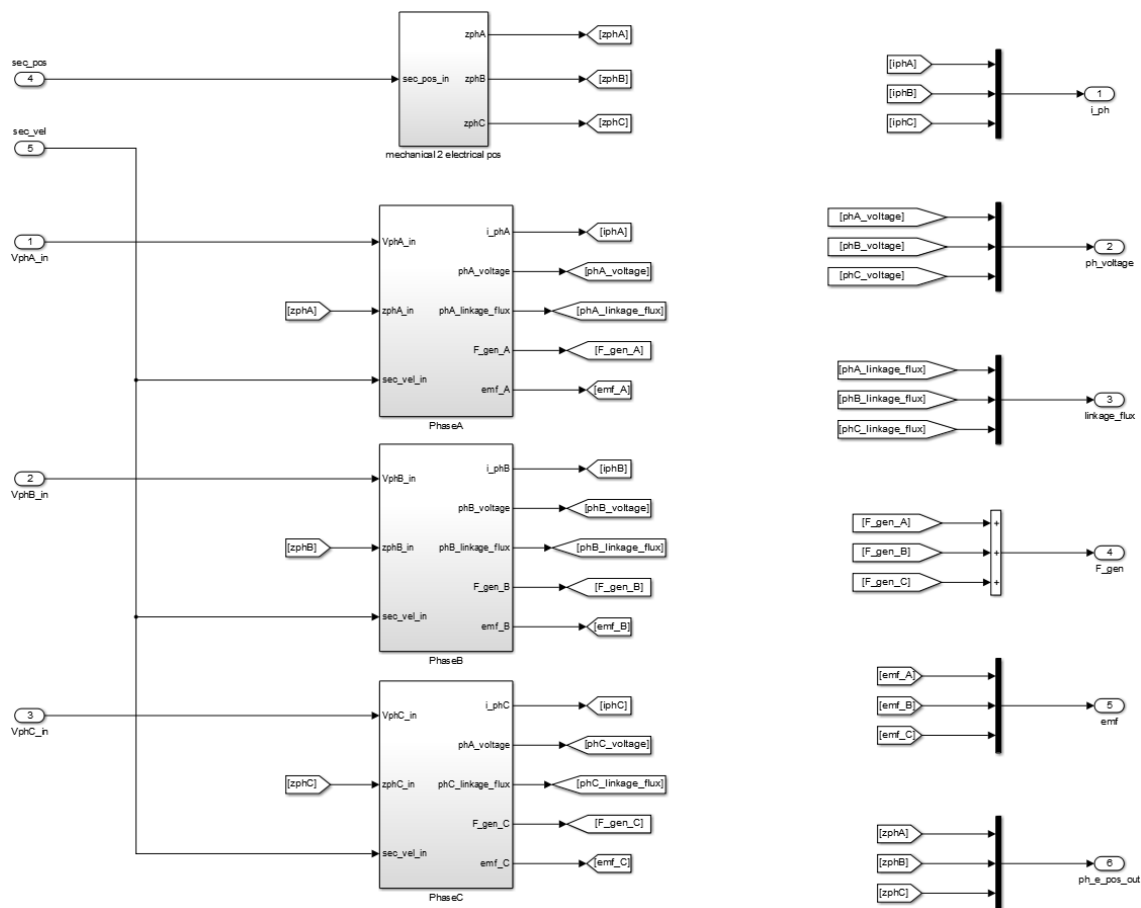
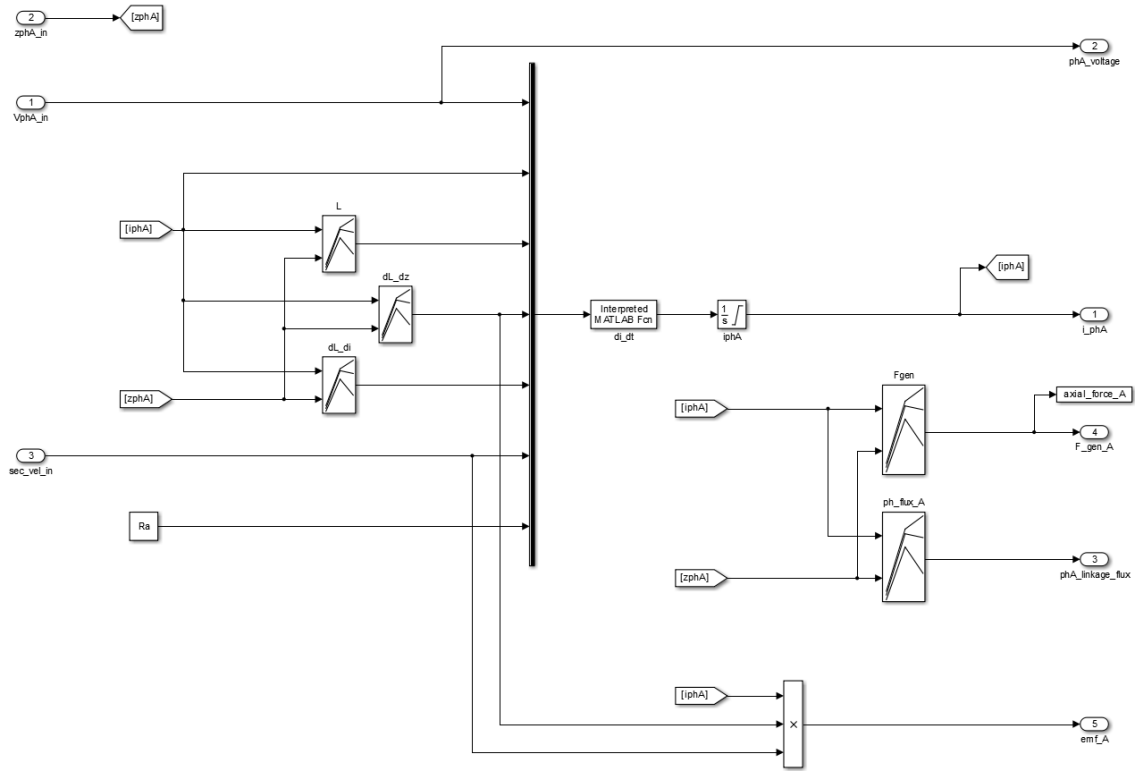
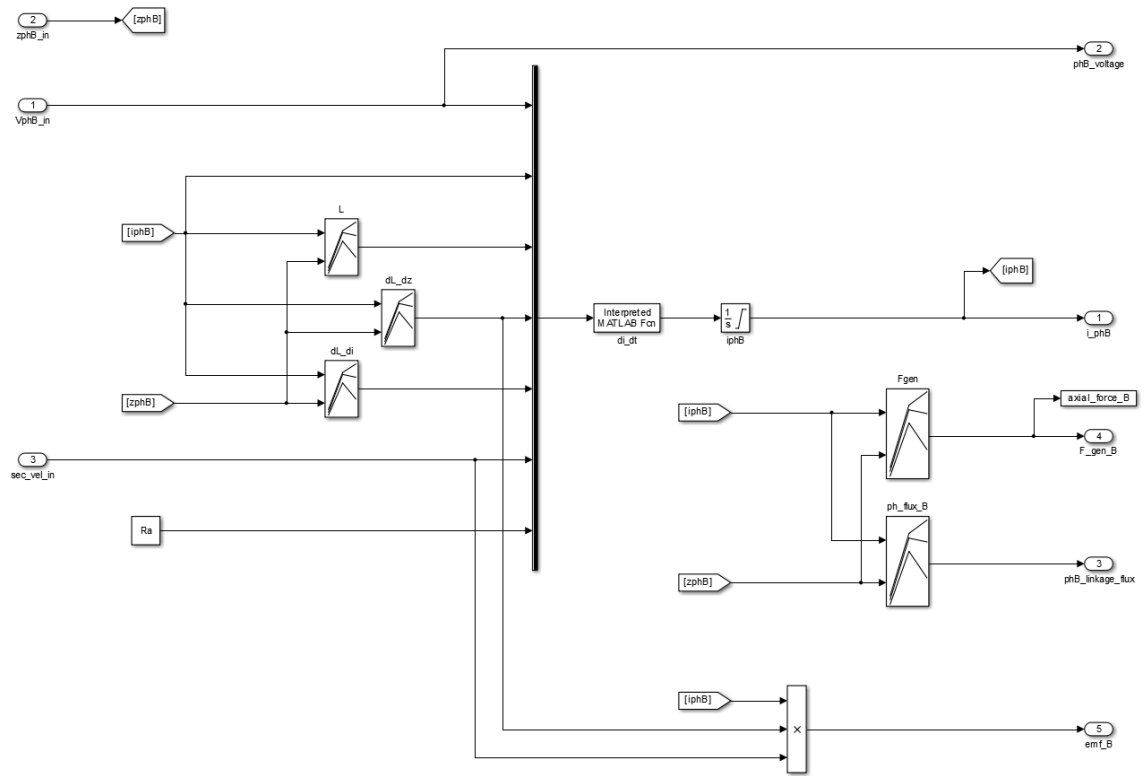


Figura A.28 Bloco "SRG".



(a)

Figura A.29 Bloco "PhaseA".



(a)

Figura A.30 Bloco "PhaseB".

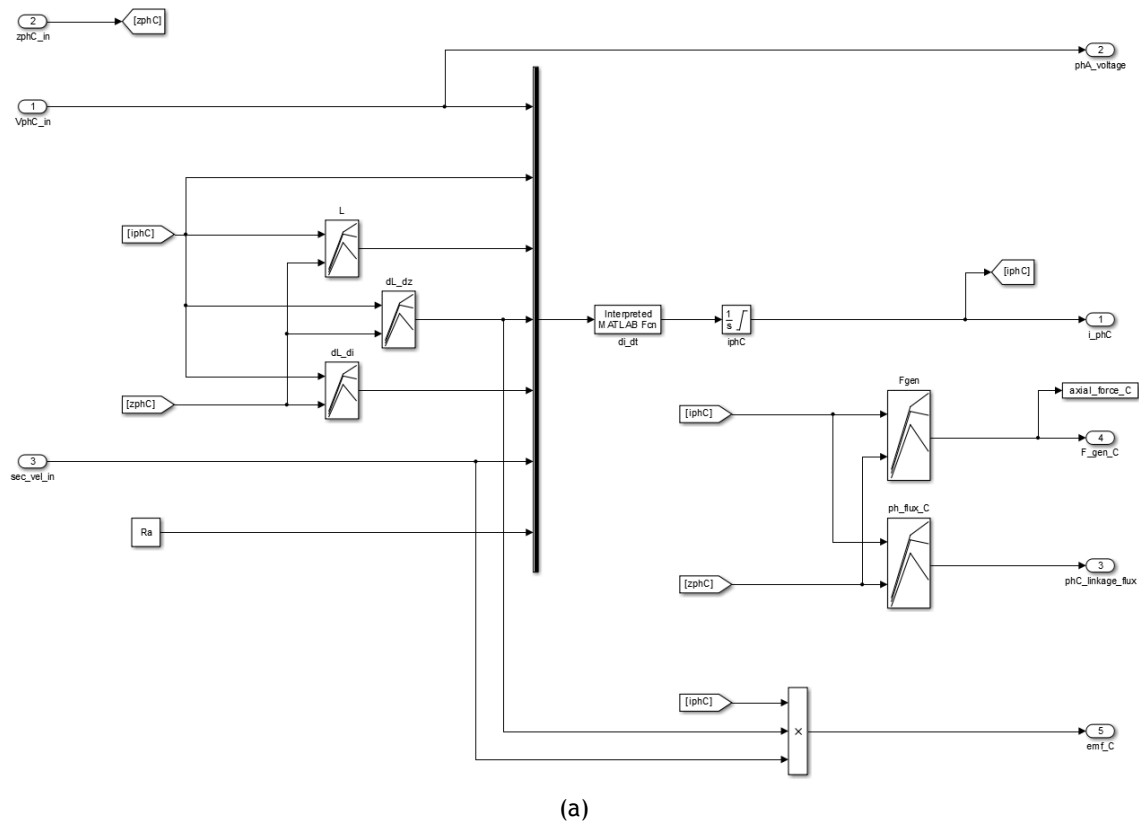


Figura A.31 Bloco "PhaseC".

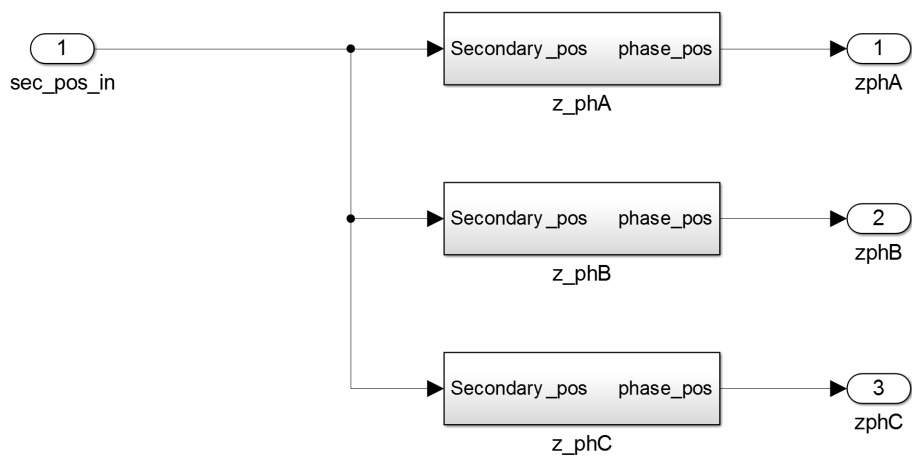


Figura A.32 Bloco "mechanical2electrical pos".

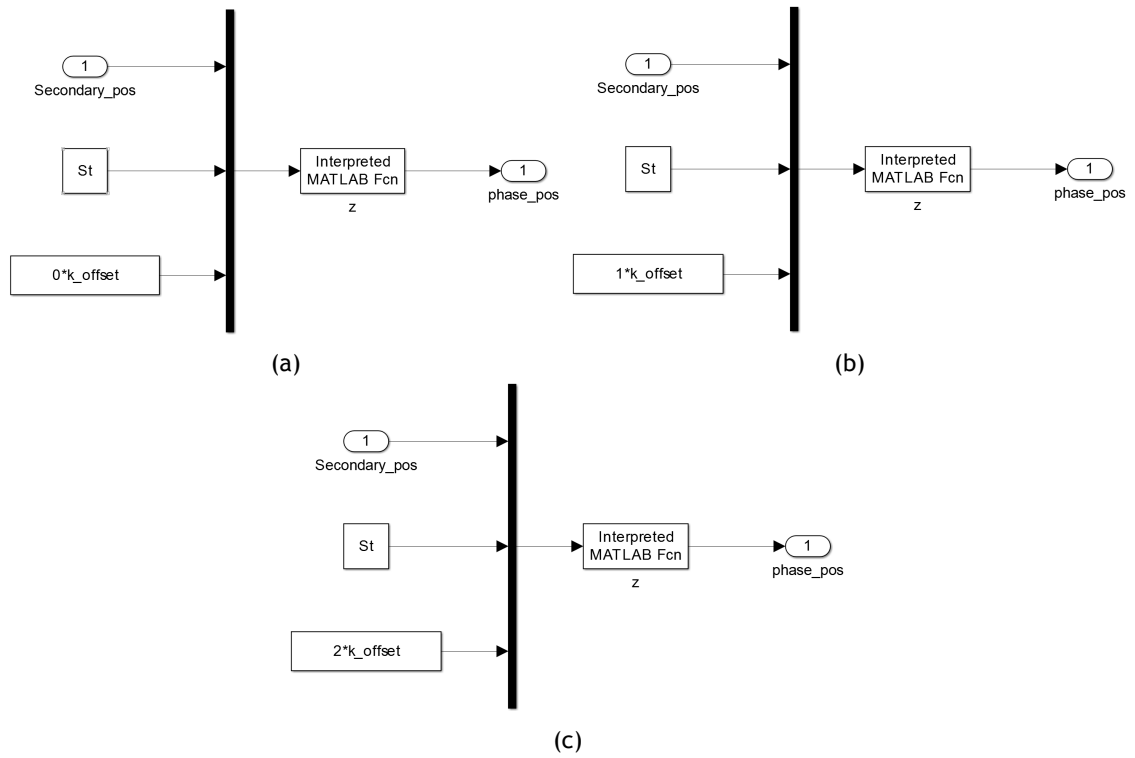


Figura A.33 Blocos: (a) " z_phA ", (b) " z_phB " e (c) " z_phC ".

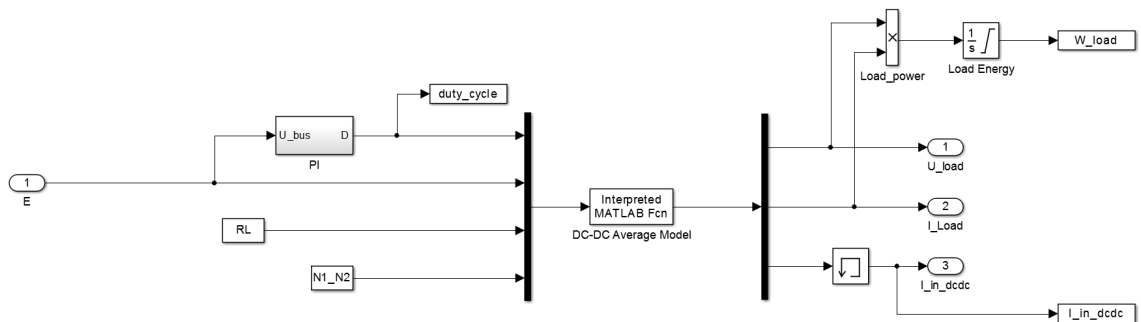


Figura A.34 Bloco "Isolated Buck DC_DC Converter".

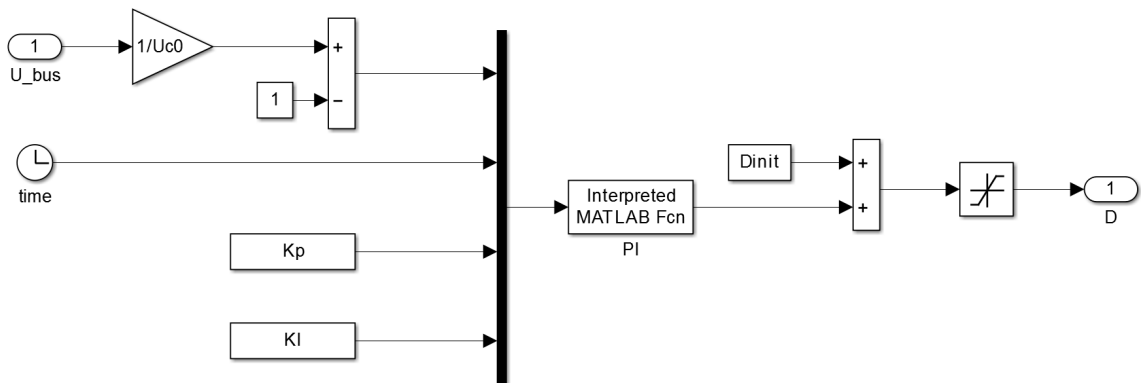


Figura A.35 Bloco "PI".

A.3.2 Parâmetros e tabelas de interpolação

Tabelas de interpolação

Tabela	Parâmetro
L	$L_k(z_k, i_k)$
dL_dz	$\frac{dL_k}{dz_k}(z_k, i_k)$
dL_di	$\frac{dL_k}{di_k}(z_k, i_k)$
Fgen	$F_{em,k}(z_k, i_k)$
ph_flux	$\lambda_k(z_k, i_k)$
hb	$h_b(v, Iref)$
zon	$z_{on}(v, Iref)$
zoff	$z_{off}(v, Iref)$
frad	$K_r(t)$
Fex	$F_{exc}(t)$
sw_velocity	$\dot{\eta}(t)$

Parâmetros de entrada

Parâmetro	Descrição	Unidades
A_inf	m_{∞}	[kg]
m_c	m_c	[kg]
Kh	$\rho_w g A_w$	[kg/s ²]
Ks	k_s	[N/m]
C_Fv	$\frac{1}{2} \rho_w C_D A_D$	[kg/m]
St	S_t	[mm]
k_offset	k_{offset}	[mm]
vmax	v_{max}	[m/s]
z0	Valor inicial para z_{mech}	[mm]
Iref_max	Valor máximo para i_{ref}	[A]
di	Δi	[A]
t_updt	T_{act}	[s]
i_flag	Habilita/desabilita o controlo de i_{ref}	
Ra	R_{ak}	[Ω]
RL	R_L	[Ω]
C	C	[F]
Uc0	Valor inicial para U_{bus}	[V]
Ud	U_d	[V]
Us	U_s	[V]
N1_N2	$\frac{N_1}{N_2}$	
Dinit	\mathcal{D}_{init}	
Kp	K_p	
KI	K_i	

Parâmetros de saída

Parâmetro	Descrição	Unidades
velocity	v	[m/s]
abs_pos	z_{mech}	[mm]
Wmech	Energia mecânica associada a F_{exc}	[J]
Wexc	W_{exc}	[J]
Wout	W_{out}	[J]
Wloss	$W_{loss,e}$	[J]
W_load	Energia consumida pela carga resistiva	[J]
duty_cycle	\mathcal{D}	
I_in_dcdc	I_1	[A]
I_ph	i_k	[A]
ph_voltage	u_k	[V]
L_flux	λ_k	[V]
axial_force	F_{gen}	[N]
axial_force_A	$F_{em,A}$	[N]
axial_force_B	$F_{em,B}$	[N]
axial_force_C	$F_{em,C}$	[N]
electric_pos	z_k	[mm]
Iref_profile	i_{ref}	[A]
U_bus	U_{bus}	[V]
I_c	i_c	[A]
I_load	i_L	[A]
U_load	U_2	[V]
emf	e_k	[V]
pi_error	e_u	
Gs	Estado dos interruptores electrónicos	
time_array	Vector com os instantes de simulação	[s]

Anexo B

Características Electromagnéticas

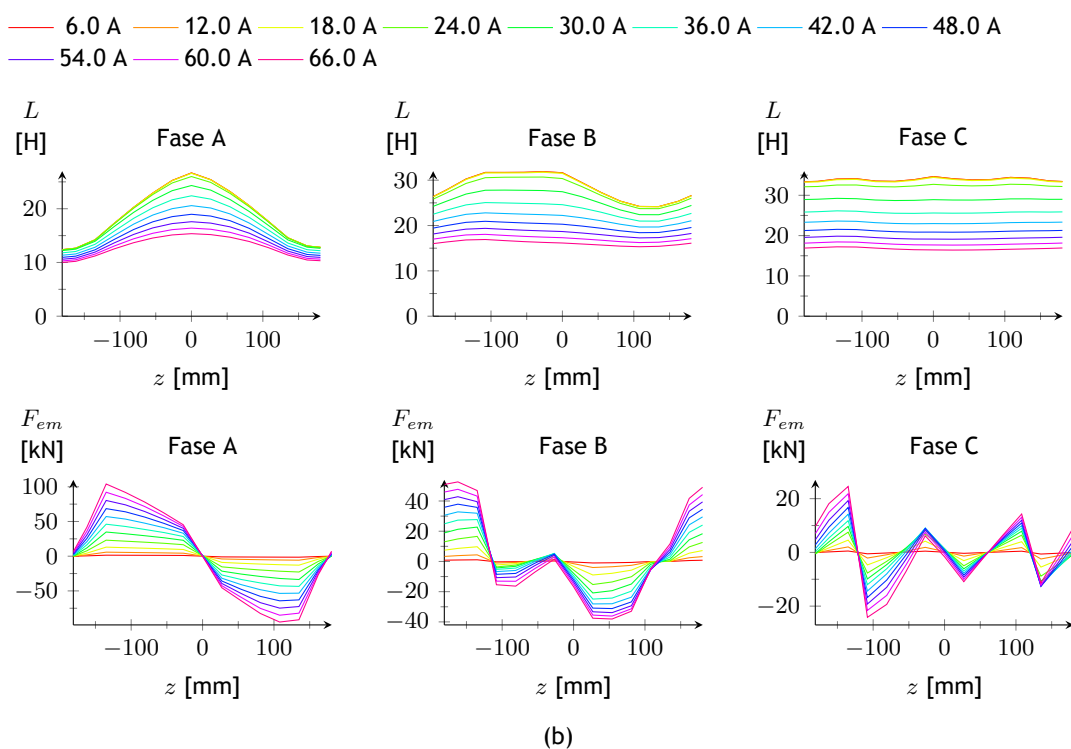
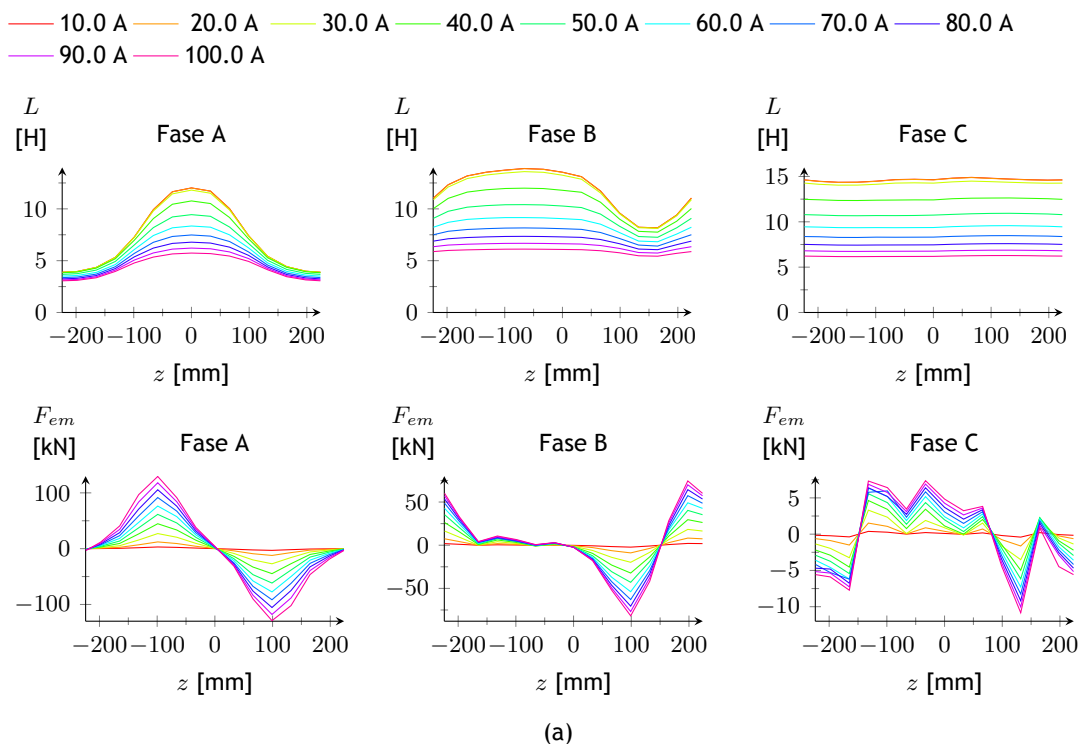


Figura B.1 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo A, referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

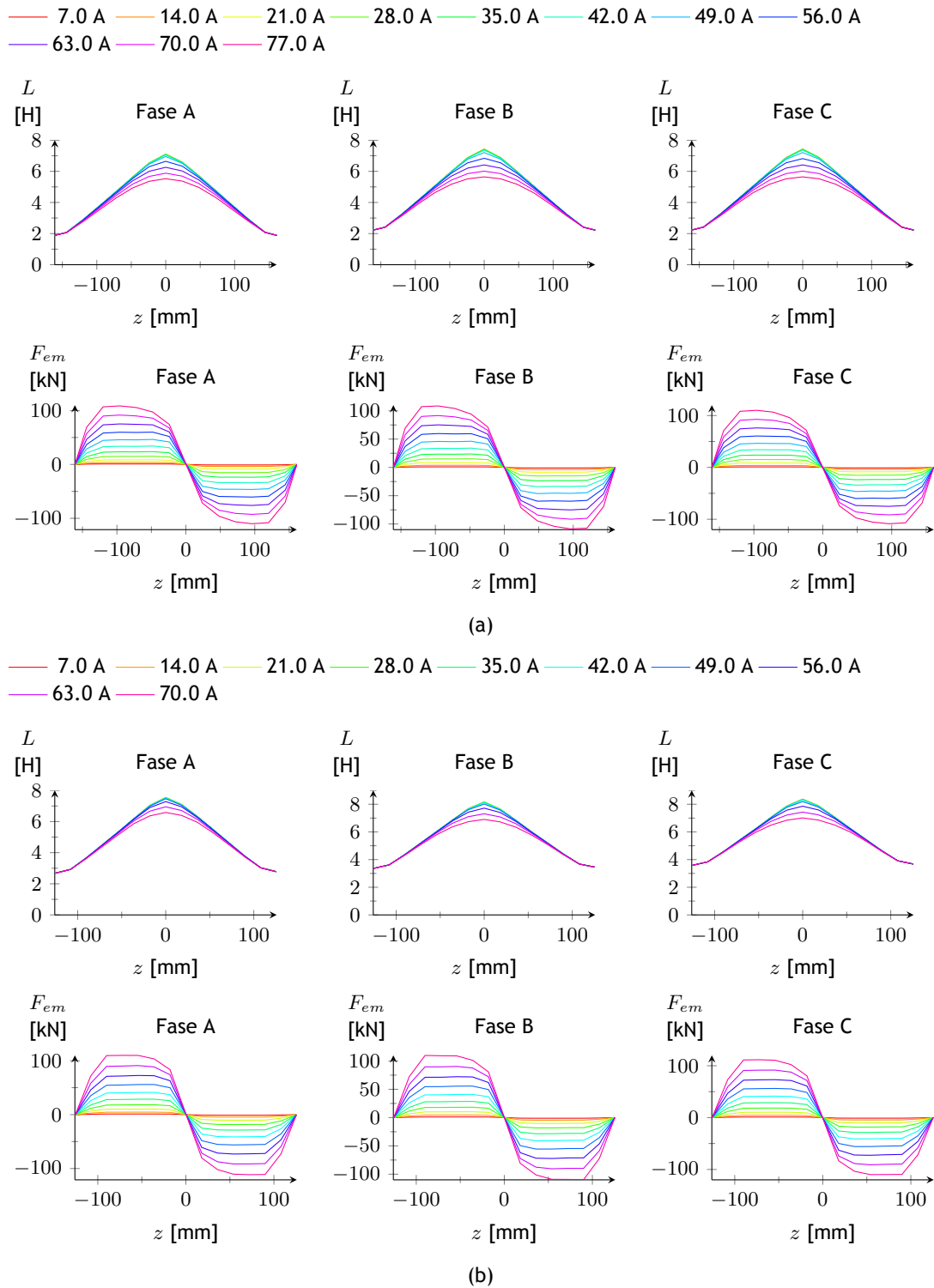


Figura B.2 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo *B*, referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

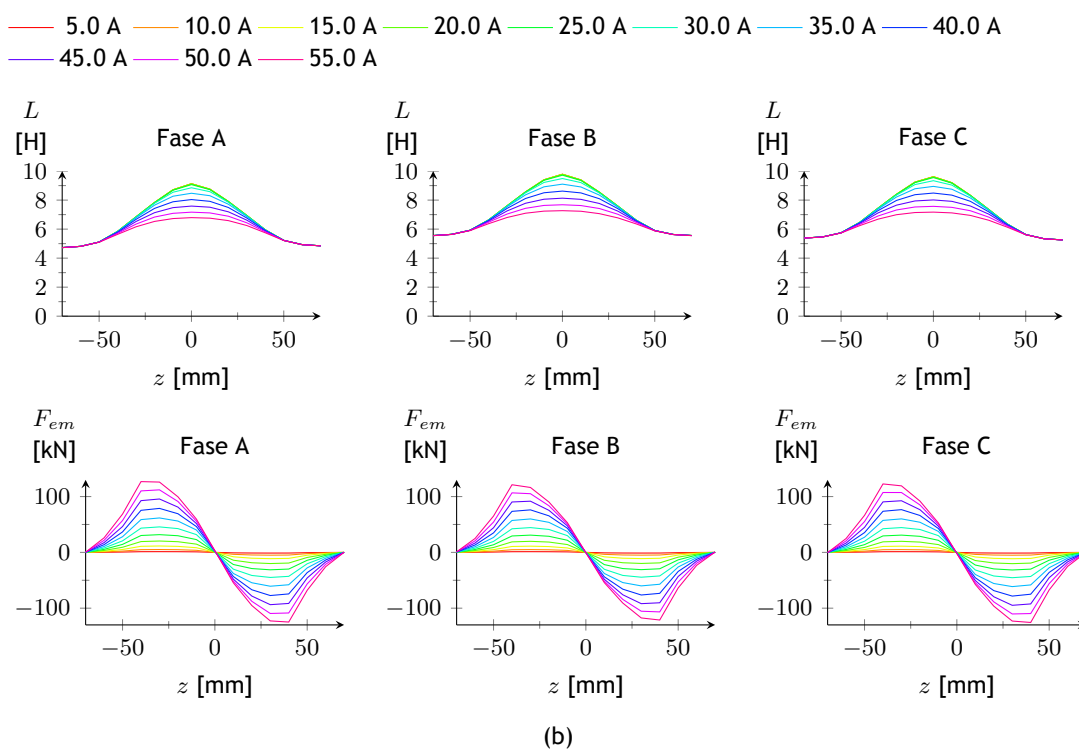
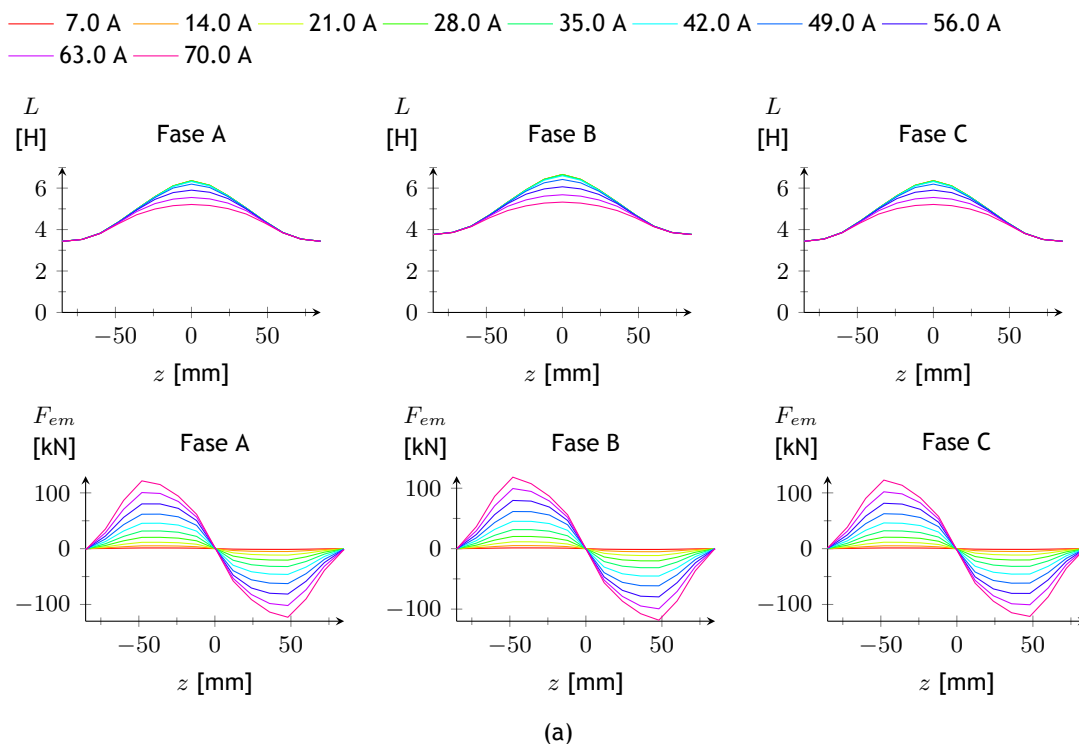


Figura B.3 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo C, referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

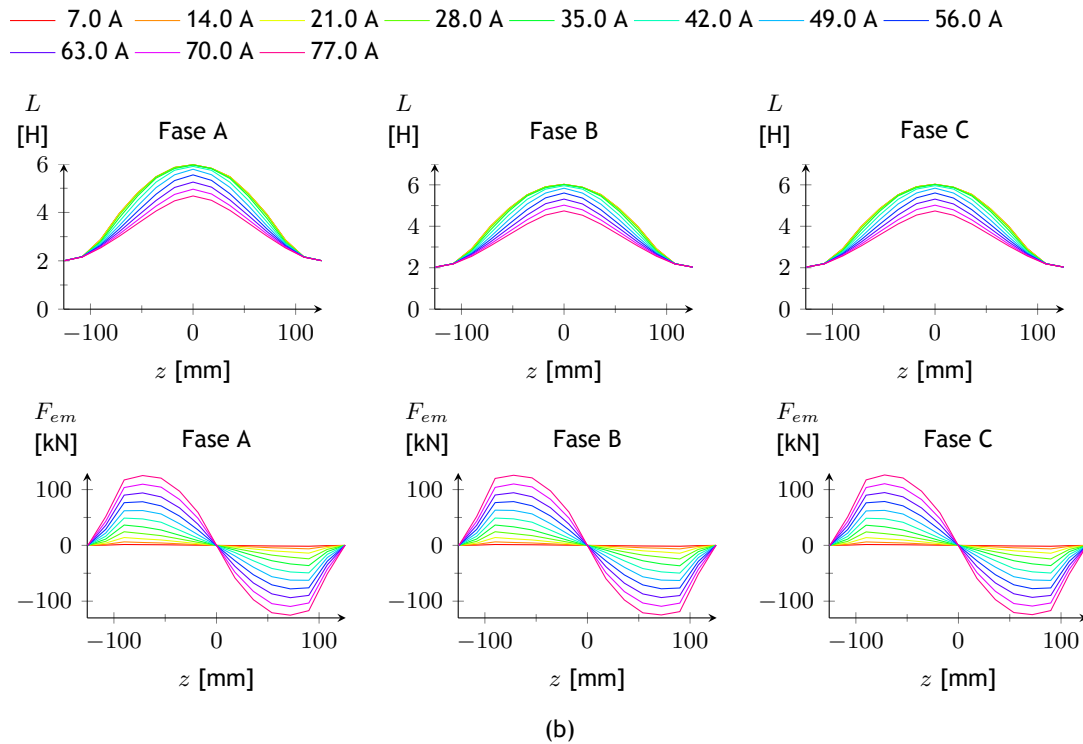
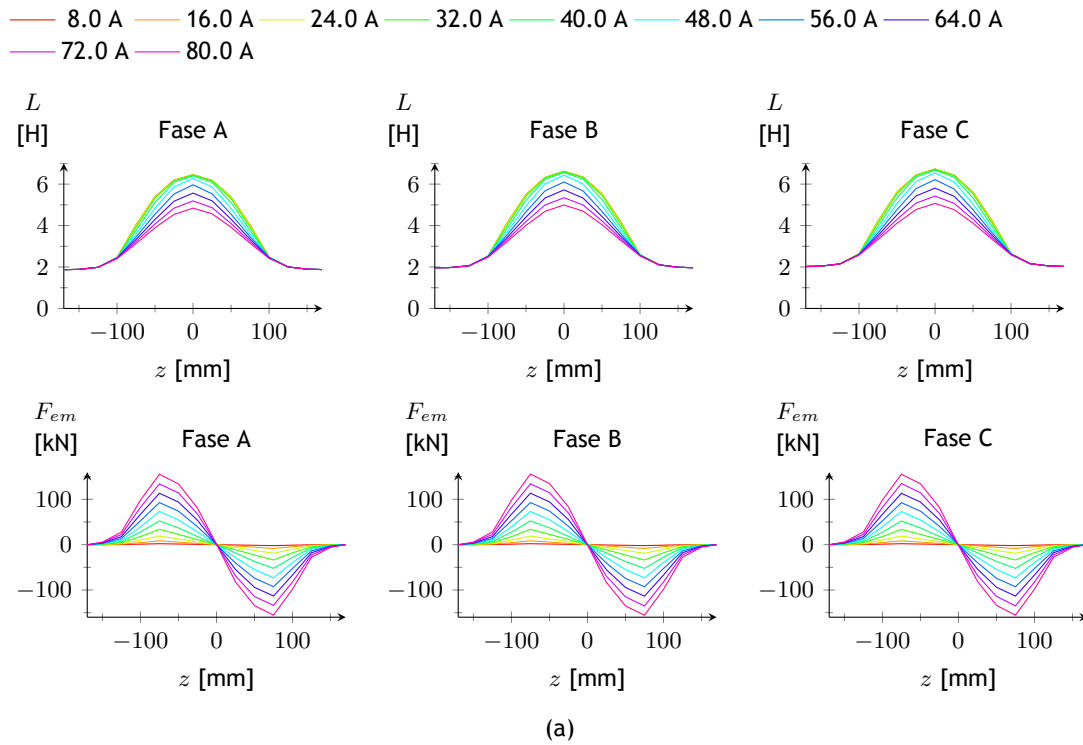


Figura B.4 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo *D*, referente ao Caso 1, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

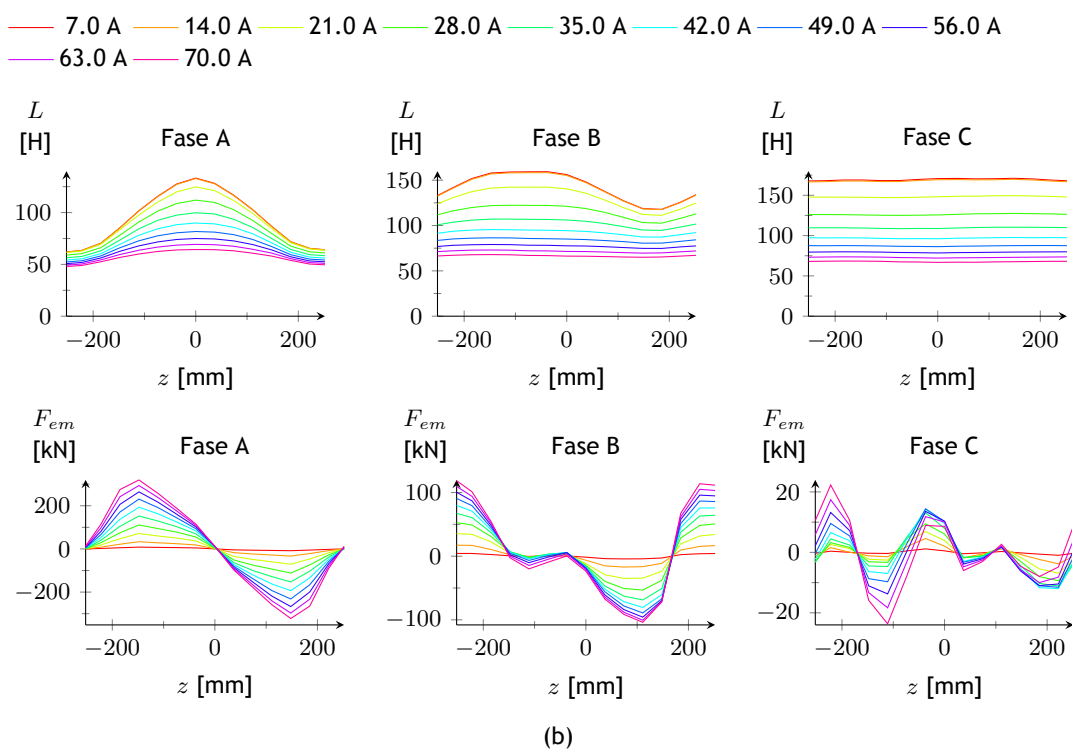
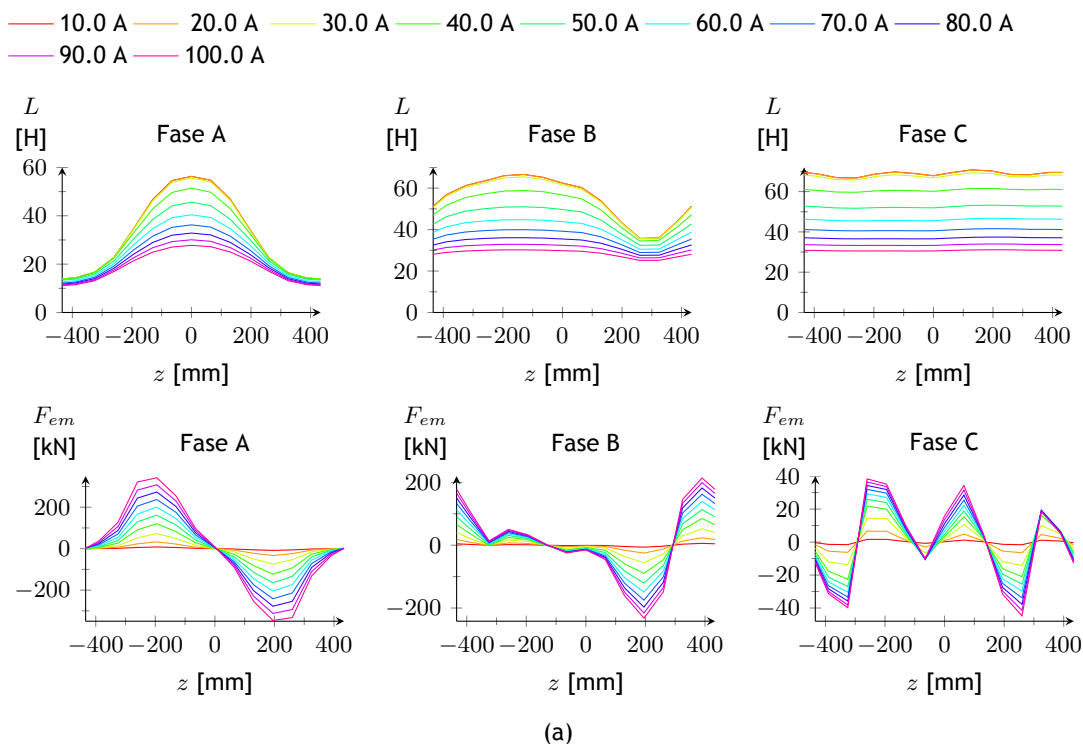


Figura B.5 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo A, referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

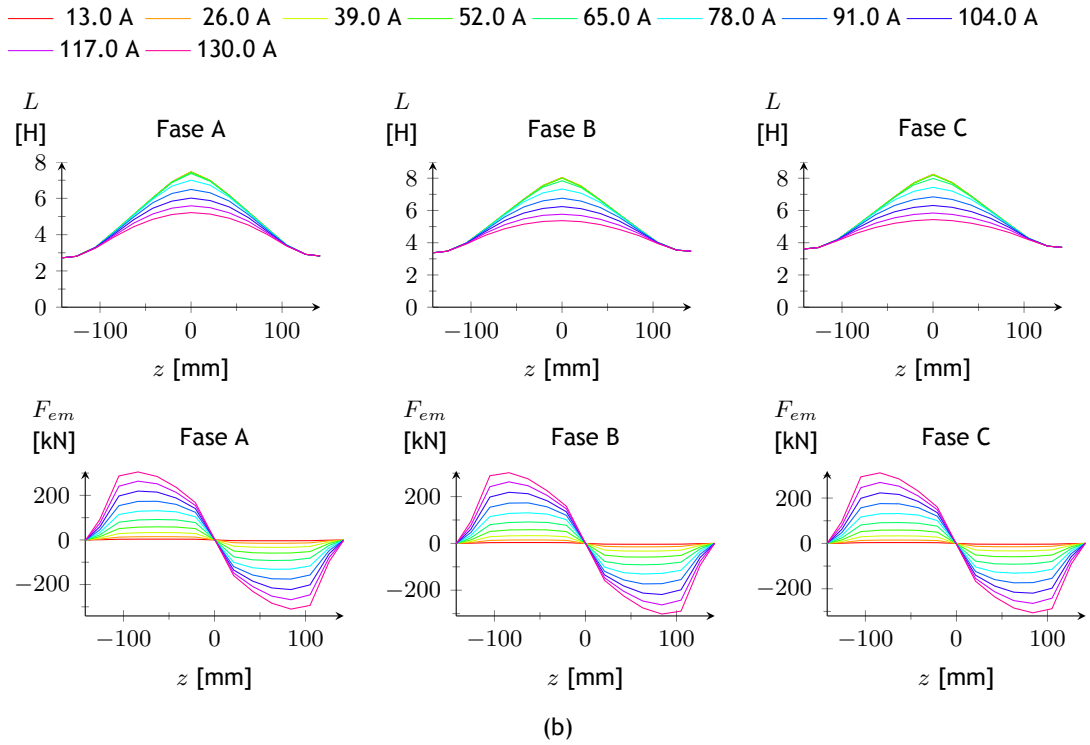
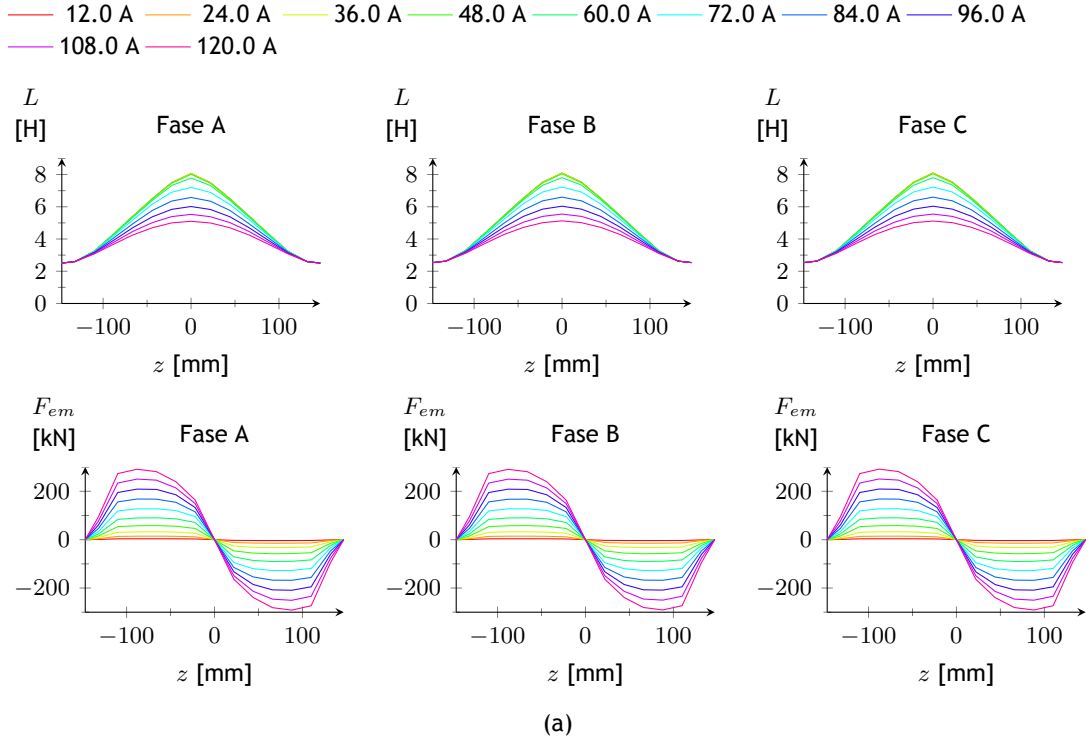


Figura B.6 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo *B*, referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

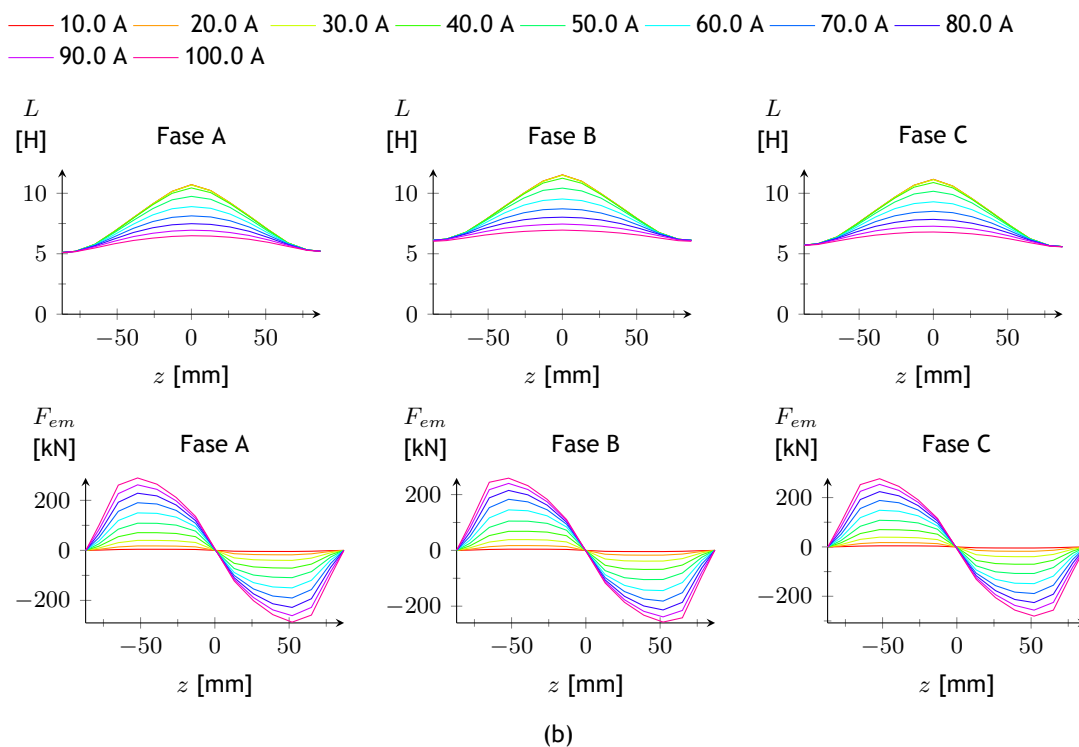
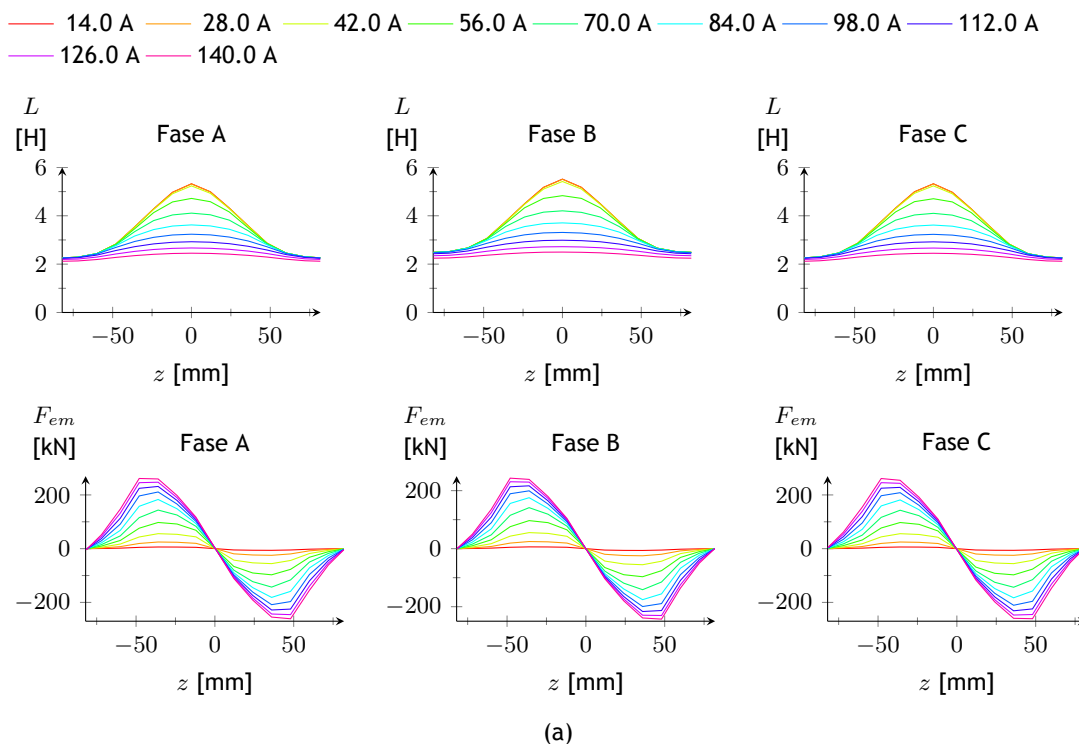


Figura B.7 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo C, referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

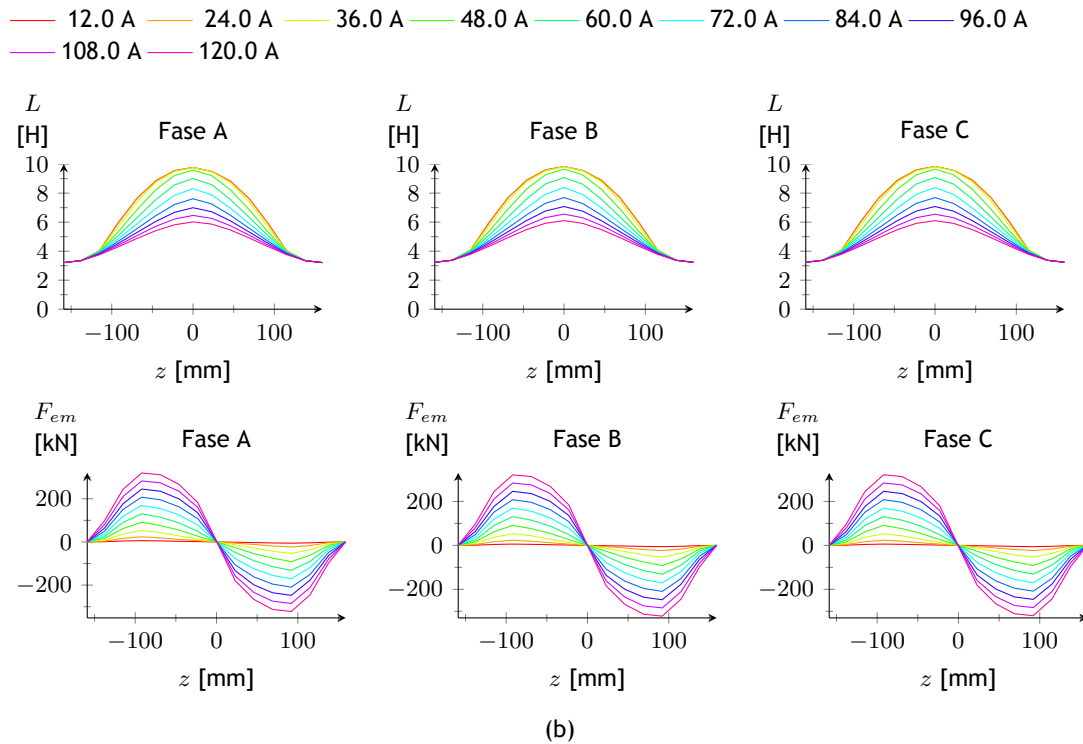
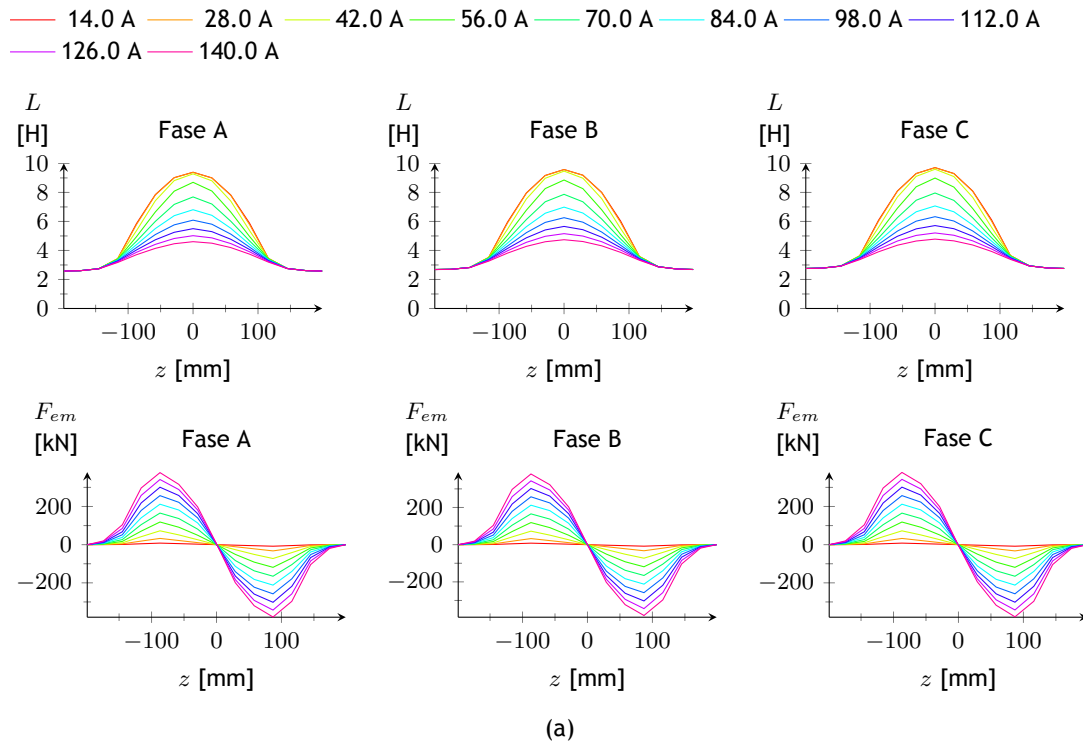


Figura B.8 Características electromagnéticas calculadas para a estrutura óptima do Modelo *D*, referente ao Caso 2, com o primário localizado no: (a) interior e (b) exterior.

Anexo C

Diâmetros AWG para fio de bobinagem

Neste Anexo encontram-se os diâmetros definidos pela norma AWG para o fio de bobinagem. Na Tabela C.1 são indicados o tamanho AWG, o diâmetro nominal da secção condutora e o diâmetro externo máximo. Os valores indicados foram obtidos em [140].

Tabela C.1 Diâmetros normalizados AWG para fio de bobinagem (Obtido de [140]).

Tamanho AWG	Diâmetro nominal da secção condutora (mm)	Diâmetro nominal externo (mm)
0	8.2522	8.4285
1	7.3480	7.5070
2	6.5440	6.6951
3	5.8270	5.9705
4	5.1890	5.3253
5	4.6210	4.7504
6	4.1150	4.1199
7	3.6650	3.6728
8	3.2640	3.2715
9	2.9060	2.9185
10	2.5900	2.6700
11	2.3100	2.3800
12	2.0500	2.1300
13	1.8300	1.9000
14	1.6300	1.7100
15	1.4500	1.5300
16	1.2900	1.3700
17	1.1500	1.2200
18	1.0200	1.0900
19	0.9120	0.9800
20	0.8120	0.8790
21	0.7229	0.7850
22	0.6440	0.7010
23	0.5730	0.6320
24	0.5100	0.5660
25	0.4450	0.5050
26	0.4050	0.4520
27	0.3606	0.4090
28	0.3210	0.3660
29	0.2859	0.3300
30	0.2546	0.2940
31	0.2268	0.2670
32	0.2019	0.2410
33	0.1798	0.2160
34	0.1601	0.1910
35	0.1426	0.1700
36	0.1270	0.1520

Tabela C.1 Diâmetros normalizados AWG para fio de bobinagem (Obtido de [140]) (Continuação).

Tamanho AWG	Diâmetro nominal da secção condutora (mm)	Diâmetro nominal externo (mm)
37	0.1131	0.1400
38	0.1007	0.1240
39	0.0897	0.1090
40	0.0794	0.0965
41	0.0711	0.0860
42	0.0633	0.0762
43	0.0554	0.0685
44	0.0502	0.0635
45	0.0447	0.0580
46	0.0399	0.0439
47	0.0356	0.0368
48	0.0315	0.0328
49	0.0282	0.0297
50	0.0254	0.0267
51	0.0224	0.0241
52	0.0198	0.0216
53	0.0178	0.0183
54	0.0157	0.0165
55	0.0140	0.0147